NR IND 372161

praktyczny Elektronik

WWW.PE.COM.PL

nr 3'2002 (114) CENA 6,20 PLN (zawiera 7% VAT) ISSN 1232-2628

Samochodowy dwupunktowy termometr

Sygnalizator otwartych drzwi lodówki

Tester rezystancji ESR kondensatorów elektrolitycznych

Stereofoniczny modulator UKF FM

Profesjonalny mikser stereofoniczny cz. 5



Analog czy cyfra

Tocząca się od dawna batalia pomiędzy układami analogowymi i cyfrowymi nie może dobiec końca. Tak też chyba nie będzie nigdy, gdyż mimo wielkich zalet układów cyfrowych świat przynajmniej w ujęciu makroskopowym jest jednak analogowy. Nawet oglądając go gołym okiem przez lupę widzimy wyraźnie tą analogowość. Dopiero zagłębianie się w materię przy pomocy mikroskopu elektronowego pokazuje kwantowy czyli dyskretny lub cyfrowy obraz przyrody. Ciekawostką jest fakt, że zgodnie z fizyką kwantową orbita dowolnego ciała niebieskiego w tym i Ziemi nie może być dowolna. Podobnie jak elektrony w atomach Ziemia może zajmować tylko i wyłącznie dyskretne wartości parametrów swojej orbity. Biorąc jednak pod uwagę ogrom naszego globu orbity te leżą tak blisko siebie, że zlewają się ze sobą tworząc coś analogowego.

Wszystkie dziedziny w których można było zastosować coś cyfrowego zostały już po brzegi wypełnione dyskretyzacją i specjalni nie ma już pomysłów na nowe zastosowania. Jednak przemyślni konstruktorzy ciągle coś knują w swoich pracowniach. Efektem tego powstał samochód nie pierwszy zresztą, który został wyposażony w prędkościomierz cyfrowy. Jest to w moim mniemaniu przykład złego użycia cyferek. Patrząc na jego wskazania bardzo trudno jest spostrzec czy przekroczyło się dozwolona prędkość. W każdym bądź razie mój cyfrwo-kwantowy, a w rzeczywistości analogowy komputer mózgowy ma z tym większe trudności. Prędkościomierz analogowy jest jednak wygodniejszy.

Do podobnych wniosków dochodzą też producenci mierników cyfrowych. Te droższe wyposażane są z reguły w namiastkę pomocniczej skali analogowej tzw. bargraf. W hołdzie pokoleniom mierników analogowych zamieszczamy na okładce zdjęcie kilku z nich produkowanych kiedyś w Polsce i będących przedmiotem westchnień wielu młodych elektroników.

Redaktor Naczelny



Dariusz Cichoński



Spis Treści

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczenem pocztowym. Orientacyjny czas oczekiwania wynosi 3 tygodnie. Zamówienia na płytki drukowane, układy programowane i zestawy prosimy przesyłać na kartach pocztowych, na kartach zamówień zamieszczanych w PE, faksem lub pocztą elektroniczną. Koszt wysyłki wynosi 11 zł bez względu na kwotę pobrania. W sprzedaży wysyłkowej dostępne są archiwalne numery „Praktycznego Elektronika", wykazy numerów na stronie 20. Kserokopie artykułów i całych numerów, których nakład został wyczerpany wysyłamy w cenie 2,50 zł za pierwszą stronę, za każdą następną 0,50 zł + koszty wysyłki.

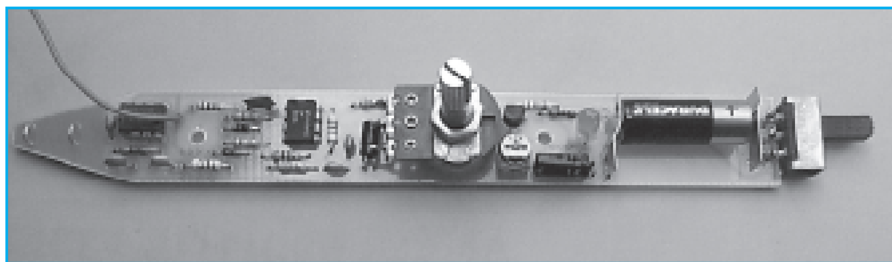
Adres Redakcji:
„Praktyczny Elektronik"
ul. Jaskółcza 2/5
65-001 Zielona Góra
tel/fax.: (0-68) 324-71-03
e-mail: redakcja@pe.com.pl; http://www.pe.com.pl
Redaktor Naczelny:
mgr inż. Dariusz Cichoński
Skład komputerowy:
Krzysztof Kubik
e-mail: k.kubik@pe.com.pl

Zdjęcie na okładce: Ireneusz Konieczny

Druk: Drukarnia Stella Maris w Gdańsku

Tester rezystancji ESR kondensatorów elektrolitycznych

Kondensatory stanowią po rezystorach drugą główną grupę elementów biernych stosowanych w układach elektronicznych. Ze względu na znacznie bardziej skomplikowaną budowę kondensatory charakteryzują się znacznie większą liczbą parametrów niż rezystory. Przedstawiony w artykule tester pozwala na orientacyjny pomiar jednego z tych parametrów – rezystancji szeregowej ESR. Oprócz tego artykuł zawiera szereg ciekawych informacji dotyczących budowy kondensatorów różnych typów.



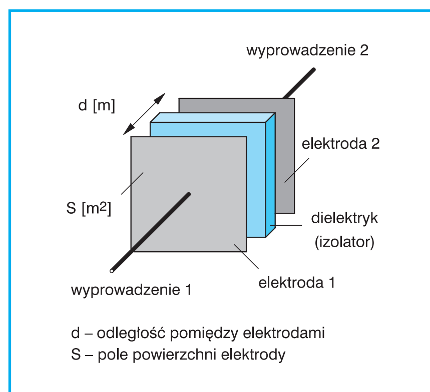
W układach elektronicznych kondensatory mogą spełniać bardzo różne zadania, które można podzielić na kilka podstawowych grup:

Kondensatory sprzęgające
Ich zadaniem jest blokowanie napięcia stałego a przepuszczanie tylko składowej zmiennej.

Kondensatory blokujące
Pełnią funkcję odwrotną do kondensatorów sprzęgających. Zwierają napięcie zmienne nałożone na napięcie stałe.

Kondensatory magazynujące energię
Najczęściej są one wykorzystywane w filtrach zasilaczy sieciowych, lub też układach różnego rodzaju przetwornic napięcia.

Kondensatory pracujące w obwodach rezonansowych i filtrach
W tym przypadku kondensatory współpracują z cewkami indukcyjnymi tworząc razem obwód rezonansowy. W filtrach mogą współpracować zarówno z cewkami jak i rezystorami.



Rys. 1 Budowa kondensatora

Kondensatory przeciwzakłóceniowe
To bardzo specyficzna grupa kondensatorów przeznaczonych do pochłaniania krótkich impulsów zakłócających o szerokim widmie (zakresie) częstotliwości. Przykładem są tu przeciwzakłóceniowe filtry sieciowe w urządzeniach z silnikami szczotkowymi, w układach przetwornic lub też filtry RC w obwodach komutacji zarówno elektronicznej jak i mechanicznej.

Dowolny kondensator, nie wnikając na razie w szczegóły jego budowy, składa się z dwóch płytek przewodzących prąd elektryczny (elektrod) i izolatora (dielektryka) umieszczonego pomiędzy nimi (rys. 1). Elektrody można naładować ładunkami elektrycznymi, przy czym dielektryk zapobiega przemieszczaniu się ładunków pomiędzy elektrodami. Zdolność do gromadzenia ładunków elektrycznych nazywana jest pojemnością kondensatora analogicznie do pojemności szklanki, butelki itp. Pojemność opisuje prosty wzór:

$$C\,[F] = \frac{Q\,[C]}{U\,[V]}$$

gdzie:
C – pojemność wyrażana w Faradach;
Q – ładunek w Culombach;
U – napięcie pomiędzy elektrodami w Voltach.

Intuicyjnie można domyślić się, że pojemność kondensatora będzie rosła wraz ze wzrostem powierzchni elektrod „S" i podczas zmniejszania się odległości „d" pomiędzy nimi. Oprócz tych dwóch czynników na pojemność kondensatora ma także bardzo duży wpływ pewna właściwość dielektryka nazywana przenikalnością dielektryczną. Wynika ona ze zdolności dielektryka do gromadzenia się w nim ładunków ujemnych w pobliżu elektrody dodatniej kondensatora i ładunków dodatnich w pobliżu elektrody ujemnej. Powyższe zależności można także ująć wzorem:

$$C\,[F] = \varepsilon \cdot \frac{S\,[m^2]}{d\,[m]}$$

gdzie:
ε – przenikalność dielektryczna, wyrażona w F/m.
W praktyce przenikalność dielektryczną wyraża się w odniesieniu do przenikalności próżni:

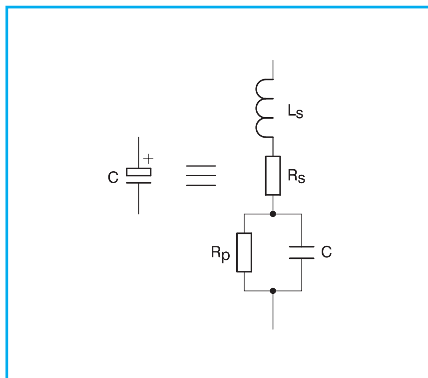
$$\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$$

gdzie:
ε – przenikalność dielektryczna;
ε_0 – przenikalność dielektryczna próżni;
ε_r – liczba względna określająca ile razy przenikalność danego dielektryka jest większa od przenikalności próżni, nazywana często stałą dielektryczną.
Poniżej zestawiono stałe dielektryczne ε_r dla kilku różnych dielektryków:

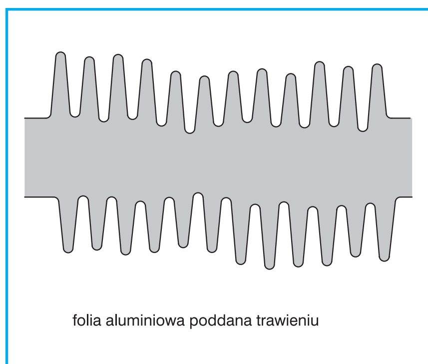
powietrze	1
woda	80
szkło	10
papier impregnowany	3,5÷6
poliester	3,3
poliwęglan	2,8
polipropylen	2,2
polistyren	2,6
mika	4÷8
tlenek aluminium Al_2O_3	7
tlenek tantalu Ta_2O_3	11
ceramika klasy 1	5÷450
ceramika klasy 2	200÷15.000
ceramika klasy 3	10.000÷50.000
ceramika NP0	60
ceramika X7R	1.500
ceramika Z5U	5.000

Z powyższego zestawienia wynika jak duży wpływ na pojemność kondensatora ma rodzaj zastosowanego w nim dielektryka.

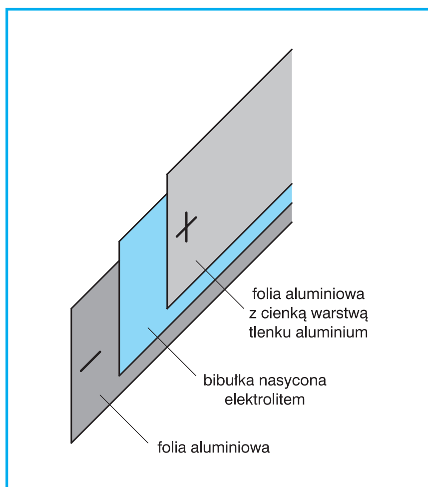
Okazuje się jednak, że zastosowany do budowy kondensatora dielektryk i sama konstrukcja kondensatora mają zasadniczy wpływ także na inne parametry. Uproszczony schemat zastępczy rzeczywistego kondensatora przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2 Schemat zastępczy rzeczywistego kondensatora



Rys. 3 Grzebieniowa struktura wytrawionej folii aluminiowej



Rys. 4 Budowa kondensatora elektrolitycznego

W układzie tym dominuje pojemność C, która jest główną cechą kondensatorów. Oprócz niej występują jednak elementy pasożytnicze R_p, R_s, L_s.

R_p – reprezentuje rezystancję izolacji w dielektryku; powinna być ona jak największa;

R_s – to rezystancja szeregowa wyprowadzeń i elektrod oraz rezystancja elektrolitu; powinna być jak najmniejsza;

L_s – indukcyjność szeregowa doprowadzeń i samych elektrod; powinna być jak najmniejsza.

W literaturze najczęściej posługuje się pojęciem zastępczej rezystancji szeregowej **ESR**, która reprezentuje rezystancje szeregową i wszystkie straty w dielektryku w wyniku działania na niego zmiennego pola elektrycznego. Wartość ESR zależy w dość istotny sposób od częstotliwości i od temperatury. Niska wartość ESR nabiera znaczenia w układach w których kondensatory pracują w ciężkich warunkach. Przykładem takich zastosowań są impulsowe przetwornice napięcia i używane tam kondensatory elektrolityczne od których wymaga się jak najmniejszej wartości ESR.

Budowa kondensatorów elektrolitycznych

Kondensatory o większych wartościach pojemności, z reguły powyżej 1 μF produkowane są jako elektrolityczne. Zastosowana w nich technologia pozwala osiągać bardzo szeroki zakres pojemności i napięć znamionowych. Spotyka się dwa rodzaje kondensatorów elektrolitycznych: aluminiowe i tantalowe. Pierwsze z nich są bardziej popularne z uwagi na dość dobre parametry i niską cenę. Druga grupa charakteryzuje się lepszymi parametrami przy znacznie mniejszym zakresie pojemności i napięć znamionowych. Niestety kondensatory tantalowe są stosunkowo drogie z uwagi na zastosowany w nich materiał. W obu przypadkach jako dielektryk stosuje się tlenek metalu z którego wykonany jest kondensator.

Jak już wcześniej pisano pojemność kondensatora zależy wprost proporcjonalnie od powierzchni elektrod i odwrotnie proporcjonalnie od grubości dielektryka. Okazuje się, że aluminium posiada pewne właściwości, które pozwalają na osiągnięcie obu wymaganych parametrów. Pierwszą właściwością aluminium jest możliwość uzyskania struktury grzebieniowej powierzchni folii aluminiowej przez poddanie jej obróbce chemicznej lub galwanicznej. Widok takiej struktury przedstawiono na rysunku 3.

Po takim zabiegu efektywna powierzchnia folii wzrasta ok. 300 razy. Dzięki temu nie ma potrzeby stosowania olbrzymich powierzchni okładek kondensatora, gdyż 1 cm^2 wytrawionej folii aluminiowej posiada ok. 300 cm^2 efektywnej powierzchni czynnej.

Drugą właściwością aluminium jest możliwość utworzenia na jego powierzchni cienkiej warstwy tlenku AL_2O_3, który jest izolatorem. Grubość warstwy tlenku zależy od napięcia znamionowego na które budowany jest kondensator. Wynosi ona ok. $1{,}3\times10^{11}$ m. Na każdy volt napięcia znamionowego. Warstewkę tlenku buduje się na anodzie kondensatora w kąpieli z elektrolitem zawierającym wodę. Także na okładce tworzącej katodę wytwarza się cienką warstewkę tlenku której znaczenie jest czysto ochronne.

Chcąc zapewnić kontakt elektryczny pomiędzy elektrodą ujemną a dielektrykiem znajdującym się na anodzie pomiędzy elektrody wkłada się bibułkę nasączoną elektrolitem, który przewodzi prąd elektryczny. Oprócz tego bibułka chroni delikatną warstewkę tlenku przed uszkodzeniami mechanicznymi. Budowę takiego przekładańca pokazano na rysunku 4.

Dwa paski aluminium i bibułki wyposaża się w wyprowadzenia a następnie zwija w rulon, który umieszcza się w aluminiowej obudowie, która nie jest elektrodą kondensatora. Kondensator uszczelniony jest korkiem gumowym przez który wychodzą wyprowadzenia. Uszczelnienie jest niezbędne i zapobiega wysychaniu elektrolitu.

Jak wynika z powyższego opisu aluminiowy kondensator elektrolityczny posiada wyraźnie wyróżnione wyprowadzenia: anodę i katodę. Przyjęto oznaczać minusem wyprowadzenie katody. Ponadto w małych kondensatorach z wyprowadzeniami do druku wyprowadzenie anody jest zawsze dłuższe.

Zastosowana w kondensatorze warstwa tlenku posiada charakterystykę nieliniową zbliżoną do diodowej. Stąd konieczność zachowania polaryzacji kondensatora. Anoda zawsze powinna być na potencjale wyższym niż katoda. Wytrzymałość elektryczna w kierunku zaporowym jest niewielka i wynosi tylko 1,5 V. Przy wyższych napięciach następuje przebicie i lawinowy wzrost prądu stałego płynącego przez kondensator. Powoduje to silne rozgrzewanie się elektrolitu mogące nawet doprowadzić do zagotowania. Jest to bardzo niebezpieczne, gdyż powstające wewnątrz kondensatora gazy mogą doprowadzić do jego rozerwania. Podobne zjawisko występuje w przypadku przebicia kondensatora spolaryzowanego prawidłowo lecz napięciem znacznie przekraczającym napięcie znamionowe.

Dlatego też w kondensatorach o małych wartościach pojemności i małych wymiarach stosuje się nacięcia kubka obudowy (z reguły na górze) pozwalające na kontrolowane rozerwanie obudowy. W większych kondensatorach stosuje się często bezpiecznik wykonany w postaci gumowego korka lub plastikowej płytki znajdujący się także na wierzchu kondensatora. Duży kondensator elektrolityczny bez takich zabezpieczeń może, w przypadku uszkodzenia rozerwać się jak granat.

Czasami w naprawianych urządzeniach można spotkać się ze skutkami rozerwania kondensatora. Po otwarciu obudowy widać sterczące z płytki drukowanej końcówki wyprowadzeń ze strzępkami folii aluminiowej. Wokół zaś jest pełno białego puchu pokrywającego wszystkie sąsiednie elementy. Jest to pozostałość po bibułce, która została rozniesiona na strzępy. Wymiana kondensatora nie stwarza żadnego problemu. Gorzej jest z usunięciem resztek rozpylonego dookoła elektrolitu, który przewodzi prąd powodując zwarcia. Uwaga: elektrolit jest żrący i może też powodować silną korozję innych elementów.

Kondensatory elektrolityczne posiadają jeszcze inną mało znaną a ciekawą właściwość. Jeżeli kondensator na napięcie znamionowe 50 V będzie pracował w układzie przy napięciu np. 10 V to po pewnym czasie przeformuje się on do napięcia 10 V. W kondensatorze tym dielektryk stanie się cieńszy i wzrośnie jego pojemność. Jeżeli teraz przeniesie się ten kondensator do układu z napięciem pracy 50 V może on ulec uszkodzeniu. Proces ten można odwrócić stosując ponowne formowanie kondensatora polegające na dołączeniu do okładek napięcia które stopniowo zwiększa się od zera do wartości znamionowej podanej na obudowie. Mimo wszystko prościej jest jednak kupić nowy kondensator.

Kondensatory elektrolityczne są chyba najszybciej starzejącymi się elementami elektronicznymi. Z biegiem czasu w elektrolicie zachodzą nieodwracalne zmiany powodujące wzrost rezystancji szeregowej. Ponadto z biegiem czasu elektrolit powoli wysycha. Wysoka temperatura w jakiej pracuje kondensator bardzo skraca jego żywotność. Na przykład zwiększenie temperatury pracy tylko o 10°C powoduje dwukrotne skrócenie żywotności.

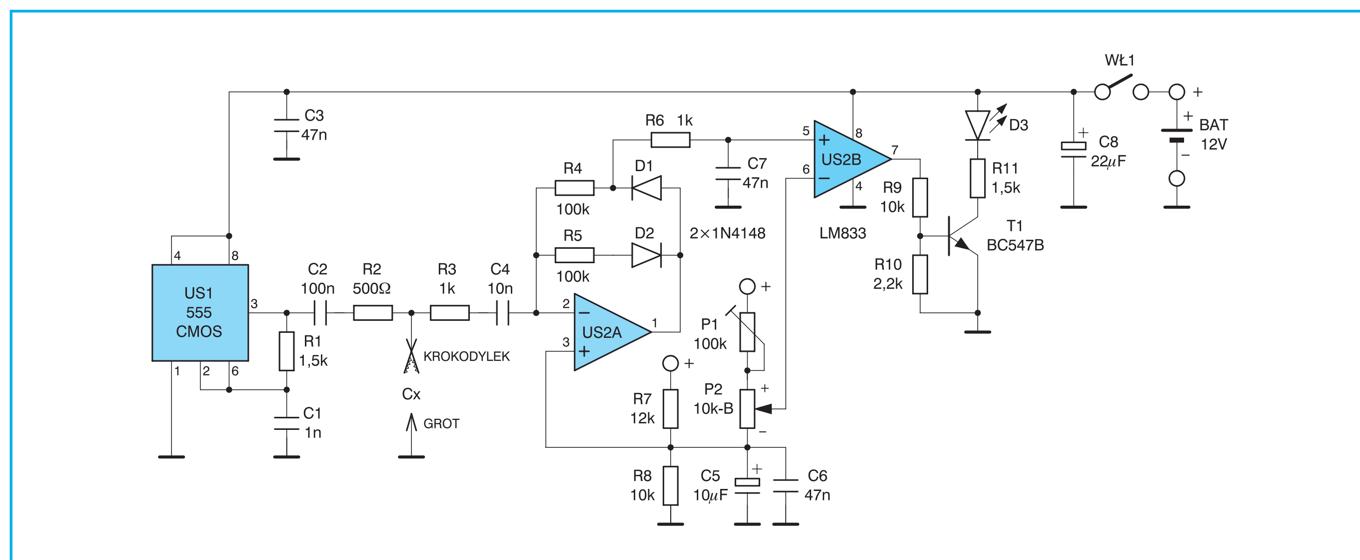
Można także spotkać elektrolityczne kondensatory bipolarne, czyli takie które mogą pracować przy dowolnej polaryzacji elektrod. Posiadają one w swoim wnętrzu dwie folie anodowe z warstwą tlenku oraz umieszczoną pomiędzy nimi folię katodową, która nie jest dołączona do żadnego wyprowadzenia. Bardzo prosto jest też samemu zbudować kondensator bipolarny. Wystarczy szeregowo połączyć ze sobą dwa identyczne kondensatory elektrolityczne, łącząc ze sobą ich katody. Wypadkowa pojemność takiego kondensatora bipolarnego jest równa połowie wartości pojemności zastosowanych do jego budowy kondensatorów.

Do wad kondensatorów elektrolitycznych należy zaliczyć stosunkowo duży prąd upływu, którego wielkość silnie zależy od temperatury i napięcia. Dla górnego zakresu temperatury pracy wartość prądu upływu może być nawet 20 razy większa od wartości prądu w zakresie temperatur pokojowych. Drugą wadą jest „słaba" charakterystyka częstotliwościowa i związana z tym stosunkowo duża indukcyjność szeregowa. W zasadzie kondensatory elektrolityczne mogą pracować do częstotliwości 100 kHz. Powyżej tej częstotliwości nie spełniają już swojej funkcji. Stąd też często stosuje się równoległe połączenie kondensatora elektrolitycznego z innym typem kondensatora o mniejszej pojemności (najczęściej ceramicznym). Czasami jednak takie połączenie może być bardzo niefortunne, gdyż mały kondensator ceramiczny wraz z indukcyjnością szeregową kondensatora elektrolitycznego tworzą obwód rezonansowy, który może być przyczyną wzbudzania się układu.

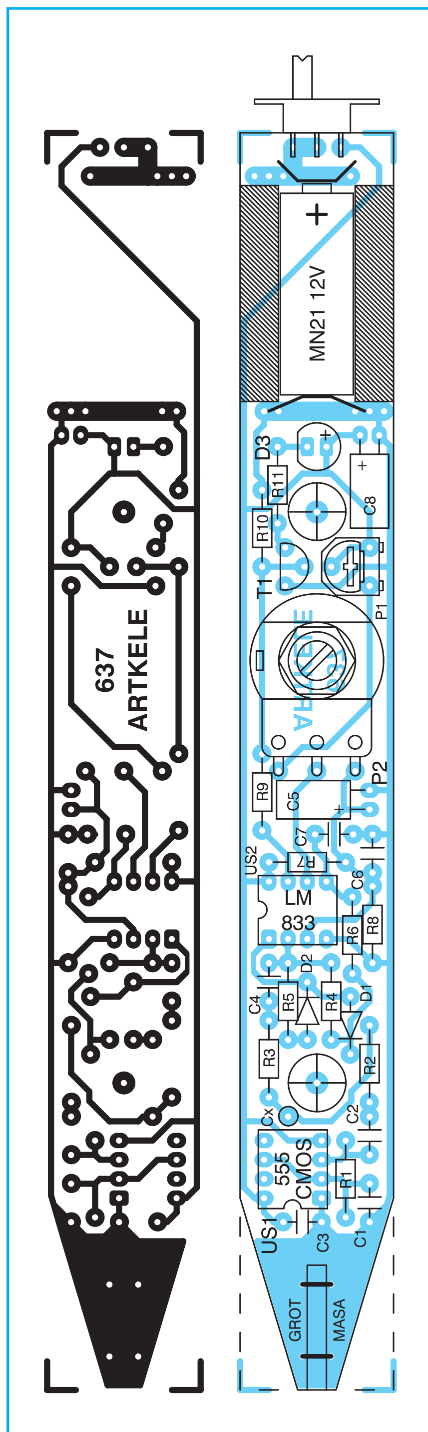
Kondensatory elektrolityczne nie są dokładne. Tolerancja ich pojemności z reguły wynosi ±20%, choć może być także znacznie większa. Spotyka się tanie wykonania kondensatorów o tolerancji pojemności –50% +100%. Ponadto pojemność silnie zależy od temperatury i wynosi ok. ±20% w całym zakresie temperatur.

Inną wadą kondensatorów elektrolitycznych jest stosunkowo duża wartość ESR. Głównie na wartość ESR wpływa rezystancja elektrolitu, zaś w dużo mniejszym stopniu straty w dielektryku. Przy niskich temperaturach pracy wartość ESR gwałtownie rośnie i może być 20 razy większe niż w temperaturze pokojowej.

Wszystko to sprawia, że do układów w których kondensatory elektrolityczne są silnie obciążone należy dobierać je ze



Rys. 5 Schemat ideowy miernika ESR



Rys. 6 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

szczególną starannością. Dotyczy to przede wszystkim układów przetwornic. W urządzeniach tego typu kondensatory w filtrach wejściowych i wyjściowych poddawane są ciągłym bardzo częstym obciążeniom o charakterze impulsowym, przy znacznym poborze prądu. Wszystko to powoduje silne nagrzewanie się kondensatorów na skutek strat energii na rezystancji szeregowej. Często stosowanym zabiegiem jest w tych przypadkach szeregowe łączenie ze sobą kilku mniejszych kondensatorów. Mimo tego wymaga się tu stosowania kondensatorów o jak najmniejszej wartości ESR. Do sprawdzania wartości ESR służy opisywany niżej układ.

Opis układu

Idea pomiaru wartości ESR opiera się na założeniu, że w kondensatorach elektrolitycznych głównym czynnikiem decydującym o wartości ESR jest rezystancja szeregowa. Natomiast straty w dielektryku mają znacznie mniejszy udział. Drugim założeniem jest to iż impedancja kondensatora dla przebiegów zmiennych o wysokiej częstotliwości jest bardzo mała. Dotyczy to oczywiście kondensatorów o dużych pojemnościach.

Układ prostego miernika ESR przedstawiono na rysunku 5. Generator US1 wytwarza przebieg prostokątny o częstotliwości 500 kHz. Zastosowano w nim nietypowe i dość rzadko stosowane rozwiązanie, które zapewnia wypełnienie przebiegu równe 50%, co w typowej aplikacji nie jest możliwe. Przebieg prostokątny po wyeliminowaniu ewentualnej składowej stałej doprowadzony jest do badanego kondensatora Cx. Kondensator oddzielający składową stałą C2 wraz z rezystorem R2 i badanym kondensatorem Cx tworzą dzielnik napięcia. Cechą charakterystyczną takiego dzielnika jest to, że duża pojemność mierzonego kondensatora elektrolitycznego praktycznie zwiera składową zmienną przebiegu do masy. Na kondensatorze Cx pozostaje tylko niewielka wartość składowej zmiennej która odkłada się na rezystancji szeregowej badanego kondensatora.

Ta część składowej zmiennej doprowadzana jest do szybkiego prostownika idealnego US2A. Ze względu na dużą częstotliwość graniczną konieczne jest zastosowanie tu szybkiego wzmacniacza operacyjnego. Ze względu na dostępność wybrano układ LM 833, który posiada pasmo jednostkowe 15 MHz, co zapewnia wzmocnienie w otwartej pętli sprzężenia zwrotnego na poziomie 30 dB przy częstotliwości 500 kHz. Chcąc zastosować zwykły wzmacniacz operacyjny np. TL 082 należy zmniejszyć częstotliwość generatora do 100 kHz zwiększając wartość rezystora R1 do 7,5 kΩ. Wpłynie to jednak na niewielki fałszowanie wyników przy pomiarach ESR kondensatorów o pojemnościach mniejszych niż 10 μF.

Ponieważ dla częstotliwości 500 kHz wzmocnienie wzmacniacza jest już niewielkie nie można precyzyjnie określić wzmocnienia wnoszonego przez prostownik idealny. Zależy ono w dużej mierze od zastosowanego egzemplarza układu US2. Szeregowo włączony z diodą D2 rezystor R5 zapobiega nasycaniu się wzmacniacza operacyjnego dla dodatnich połówek napięcia wejściowego co ma bardzo duże znaczenie dla pracy układu przy tak dużych częstotliwościach.

Wartość napięcia stałego otrzymywanego na wyjściu prostownika idealnego zależy od wartości ESR badanego kondensatora. Im jest ono większe tym napięcie wyjściowe prostownika także będzie większe.

Za prostownikiem znajduje się komparator, w którym napięcie referencyjne jest regulowane przy pomocy potencjometru P2. Komparator po przekroczeniu wartości napięcia referencyjnego zapala diodę LED D3. Skalując potencjometr w omach można mierzyć wartość ESR. Pomiar polega na takim ustawieniu potencjometru aby dioda D2 była na granicy świecenia.

Dokładność tego typu pomiarów nie jest zbyt duża pozwala jednak na porównanie ze sobą kilku typów różnych kondensatorów elektrolitycznych. Jako dobre można uznać kondensatory których wartość ESR będzie mniejsza od 4 Ω. Regułą jest, że kondensatory o mniejszych pojemnościach charakteryzują się większą wartością ESR.

Montaż i uruchomienie

Układ testera został zmontowany na długiej płytce drukowanej, która pasuje do obudowy sondy. W płytce należy rozwiercić dwa otwory pod kołki mocujące w miejscach pól lutowniczych, które nie łączą się z żadnymi ścieżkami. Po stronie opisu elementów są one oznaczone kółkiem z krzyżykiem. Średnica tych otworów wynosi 6 mm. Oprócz tego konieczne jest ukośne obcięcie krawędzi płytki drukowanej na czubku sondy. Linię cięcia wyznacza płaszczyzna masy.

Dwa kondensatory elektrolityczne C5 i C8 znajdujące się w układzie należy zamontować „na leżąco". Na czubku sondy lutuje się grot wykonany z odcinka dość grubego drutu, który jest przylutowany do płytki za pomocą dwóch obejm także wy-

konanych z drutu. Z uwagi na to, że płytka drukowana znajduje się poniżej połowy wysokości obudowy grota nie wolno lutować po stronie druku.

Drugą elektrodę sondy wykonuje się wyprowadzając z obudowy przewód zakończony z jednej strony krokodylkiem. Drugi koniec przewodu jest wlutowany do punktu Cx na płytce drukowanej. Punkt Cx znajduje się obok układu US1.

W tylnej części sondy, na płytce drukowanej umieszczono miniaturową baterykę 12 V. Do jej mocowania potrzebne są dwie blaszki stanowiące zaciski pomiędzy które wciska się baterię. Gotowe blaszki można znaleźć w sklepach elektronicznych. Po obu stronach baterii należy przykleić do płytki kawałki gąbki. Będą one utrzymywać baterię we właściwej pozycji i nie pozwolą na jej przesunięcie się.

Na samym końcu płytki po stronie elementów montuje się miniaturowy przełącznik przesuwny WŁ1. Przełącznik przylutowany jest do płytki drukowanej za pośrednictwem sztywnych odcinków drutu. W tylnej części obudowy należy wykonać podłużny otwór na suwak przełącznika.

Potencjometr P2 mocowany jest do górnej części obudowy sondy i łączy się z płytką drukowaną przy pomocy krótkich przewodów.

Uruchomienie sondy jest bardzo proste. W miejsce badanego kondensatora Cx należy włączyć rezystor o wartości 10 Ω.

Następnie potencjometr P2 skręca się w prawo do oporu i regulując potencjometrem P1 doprowadza się do zapalenia diody D3. Dioda powinna być na granicy zapalenia się. Następnie przy potencjometrze P1 umieszcza się liniową podziałkę od 0 do 10 Ω.

Sam pomiar ESR kondensatora polega na takim ustawieniu potencjometru P2 aby dioda D3 była na granicy świecenia. Orientacyjną wartość ESR odczytuje się z podziałki potencjometru.

W przypadku trudności z nabyciem wzmacniacza operacyjnego LM 833 można zastąpić go zwykłym wzmacniaczem TL 082. Należy wtedy zwiększyć wartość rezystora R1 do 7,5 kΩ co spowoduje spadek częstotliwości pracy generatora do 100 kHz.

Jeżeli podczas uruchamiania wystąpią trudności z uzyskaniem pełnego zakresu pomiarowego, co może być wywołane problemami ze wzmocnieniem wzmacniacza operacyjnego pracującego przy granicznych częstotliwościach, można spróbować zmienić wartość rezystora R3 wpływającego na wzmocnienie prostownika idealnego.

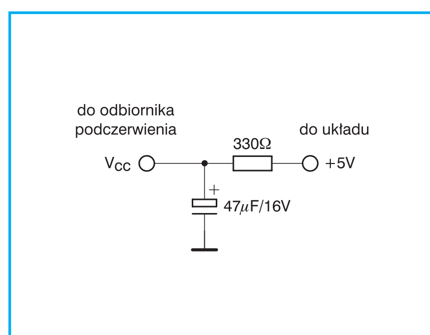
Wykaz elementów:	
Półprzewodniki	
US1	– 7555 CMOS
US2	– LM 833
T1	– BC 547B
D1, D2	– 1N4148
D3	– LED kolor dowolny
Rezystory	
R2	– 500 W/0,125 W
R3, R6	– 1 kW/0,125 W
R1, R11	– 1,5 kW/0,125 W
R10	– 2,2 kW/0,125 W
R8, R9	– 10 kW/0,125 W
R7	– 12 kW/0,125 W
R4, R5	– 100 kW/0,125 W
P1	– 100 kW leżący mały
P2	– 10 kW-B RV16LN(PH) 15KQ
Kondensatory	
C1	– 1 nF/50 V ceramiczny
C4	– 10 nF/50 V ceramiczny
C3, C6, C7	– 47 nF/50 V ceramiczny
C2	– 100 nF/50 V ceramiczny
C5	– 10 µF/25 V
C8	– 22 µF/25 V
Inne	
WŁ1	– przełącznik przesuwny 1 sekcyjny
BAT	– bateria MN21 12 V
płytka drukowana numer 637	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.

Cena: płytka numer 637 – 5,40 zł
+ koszty wysyłki (11 zł).

◊ ***Jerzy Rybicki***

Uwagi do ściemniacza sterowanego pilotem



Rys. 1 Schemat obwodu filtrującego tętnienia napięcia zasilającego

W numerze PE 2/2001 został zamieszczony opis ściemniacza sterowanego pilotem. Czytelnicy, którzy zdecydowali się na wykonanie opisanego urządzenia mogą napotkać na kilka problemów, które postaramy się przybliżyć poniżej.

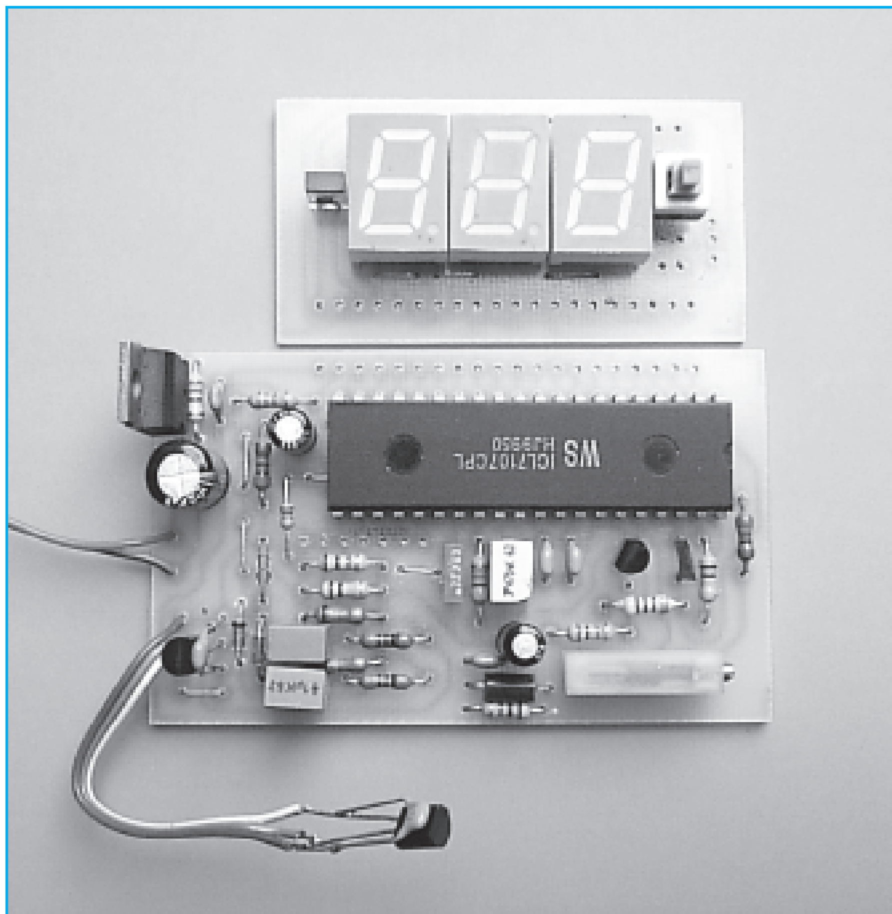
Ze względu na warunki pracy ściemniacza napięcie zasilające zawiera stosunkowo dużo zakłóceń, które mogą negatywnie wpływać na prace odbiornika podczerwieni. Objawia się to wzbudzaniem jego wyjścia przy braku sygnału podczerwieni z pilota. W zależności od typu zastosowanego odbiornika podczerwieni może zaistnieć potrzeba dodatkowego odfiltrowania napięcia zasilającego. W tym celu pomiędzy płytkę ściemniacza a odbiornik należy zamontować układ przedstawiony na rys. 1. Jeżeli opisana modyfikacja nie przyniesie pożądanego efektu, można dodatkowo zwiększyć pojemność kondensatora C4 do 220 µF/16 V.

Kolejną trudnością na jaką można napotkać jest niepoprawna praca detektora przejścia przez zero objawiająca się przypadkowymi rozbłyskami bądź wygaszeniami żarówki (może występować sporadycznie po rozgrzaniu układu). Jest ona spowodowana zbyt małym natężeniem prądu, niewystarczającym do poprawnego wysterowania wejścia mikrokontrolera. Aby usunąć opisaną niedogodność należy zmniejszyć wartość rezystora R7 (5,1 MΩ) do 2,2 MΩ (najmniejsza dopuszczalna wartość to 1 MΩ).

◊ ***Redakcja***

Samochodowy dwupunktowy termometr

Termometry to wciąż bardzo popularny temat. Kolejny więc raz publikujemy termometr przeznaczony tym razem dla kierowców. Co prawda zima dawno już się skończyła ale latem termometr także się przyda choćby do sprawdzania temperatury napojów trzymanych w podręcznej samochodowej lodówce z ogniwami Peltiera. Zimą zaś będzie ostrzegał wszystkich przed niebezpieczeństwem gołoledzi. W artykule opisano ponadto zasadę działania przetworników z podwójnym całkowaniem.

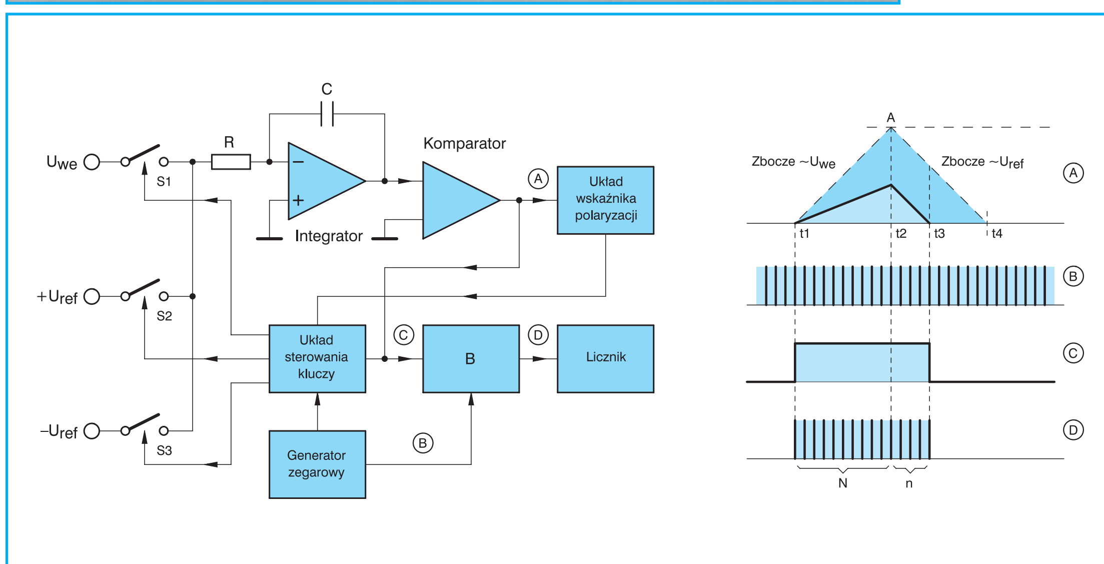


Zasada działania przetwornika z podwójnym całkowaniem

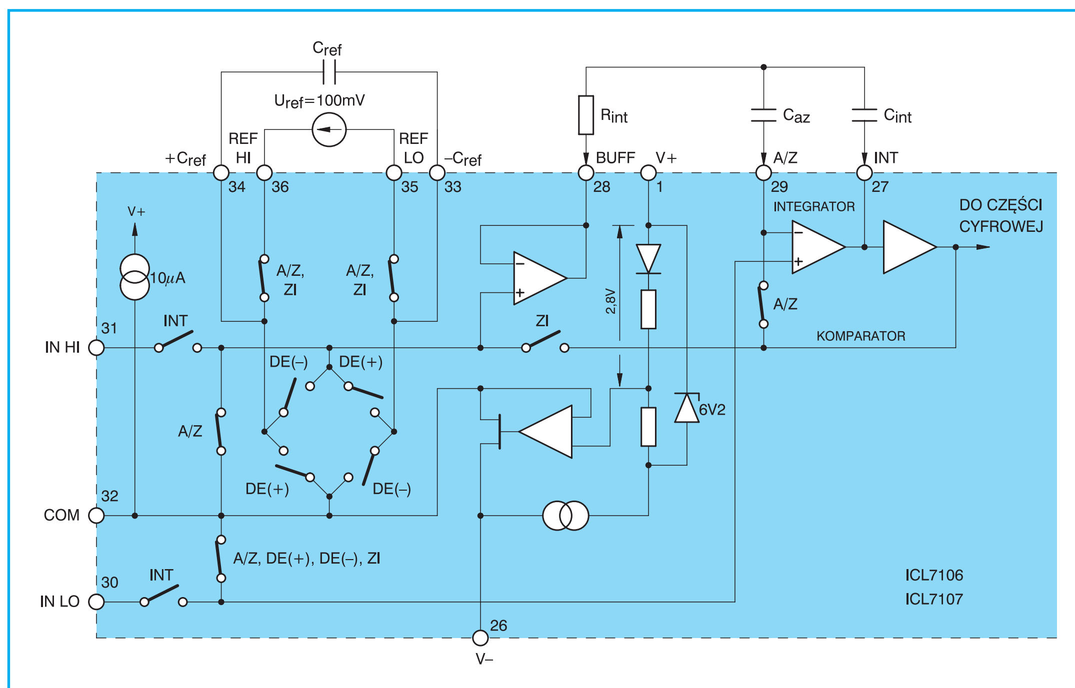
Powszechnie znanych jest kilka metod pomiaru napięcia stałego. Wśród nich najpopularniejszą jest metoda z podwójnym całkowaniem. Przy swojej prostocie i stosunkowo małych wymaganiach dotyczących elementów charakteryzuje się ona dużą dokładnością. Schemat blokowy takiego układu wraz z przebiegami czasowymi przedstawiono na rysunku 1.

Głównym blokiem w przetworniku jest układ całkujący (integrator). Do jego wejścia za pośrednictwem klucza S1 doprowadzone jest mierzone napięcie wejściowe U_{we}. Z chwilą zamknięcia się klucza S1 integrator zaczyna całkować napięcie wejściowe U_{we}. Jeżeli jest ono ujemne, to na wyjściu integratora napięcie będzie narastało liniowo (wykres A). W przypadku dodatniego napięcia wejściowego napięcie wyjściowe będzie liniowo opadało. Z chwilą rozpoczęcia całkowania t1 komparator wystawia na swoim wyjściu stan wysoki (wykres C), co jest informacją dla układu sterującego, aby ten zaczął odliczać wzorcową liczbę impulsów zegarowych. Całkowanie napięcia wejściowego trwa aż do czasu odliczenia zadanej liczby impulsów (czas t2). W tym czasie napięcie wyjściowe integratora osiągnie wartość zależną od wartości napięcia wejściowego. Na wykresie A przedstawiono dwa przypadki. Napięciu mniejszemu odpowiada linia ciągła, zaś napięciu większemu linia przerywana. Nachylenie zbocza napięcia na wyjściu integratora jest różne dla różnych napięć wejściowych.

Po odliczeniu zadanej liczby impulsów w chwili t2 klucz S1 zostaje otwarty włącza się zaś klucz S2 doprowadzając do wejścia integratora dodatnie napięcie referencyjne $+U_{ref}$, czyli o przeciwnym znaku niż napięcie mierzone. W tym samym czasie otwarta zostaje bramka B i licznik zaczyna zliczać kolejne impulsy generatora zegarowego. Ponieważ znak napięcia doprowadzonego do integratora jest przeciwny napięcie na jego wyjściu zaczyna



Rys. 1 Schemat blokowy przetwornika z podwójnym całkowaniem



Rys. 2 Schemat wewnętrzny analogowej sekcji układów ICL 7106 i ICL 7107

stawia praktycznie żadnych warunków na zastosowane elementy. Wyjątkiem są dwa krytyczne elementy. Jedynym z nich jest kondensator całkujący, który powinien charakteryzować się jak najmniejszą upływnością i absorbcją dielektryczną.

Absorpcja dielektryczna nazywana także „pamięcią dielektryczną" polega na regenerowaniu się ładunków w dielektryku kondensatorów po ich całkowitym rozładowaniu. Można przeprowadzić prosty eksperyment pozwalający na wykrycie tego zjawiska. Wystarczy naładować niewielki kondensator elektrolityczny

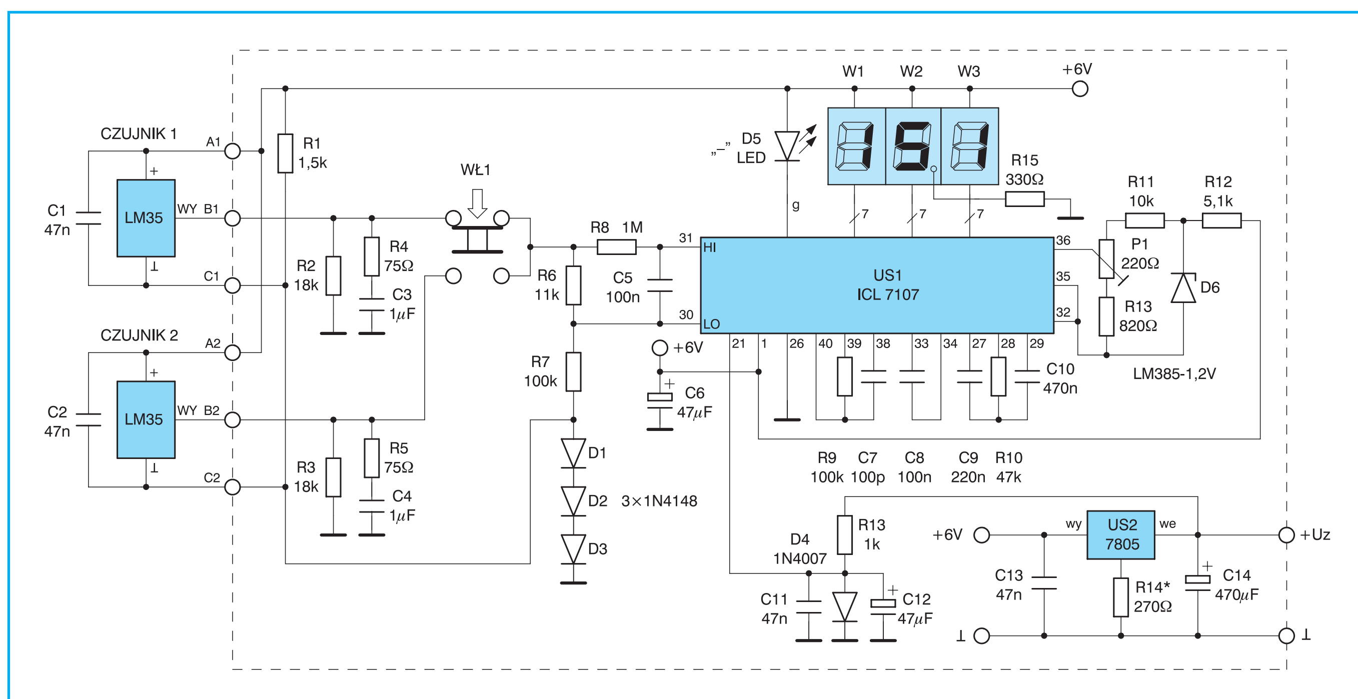
liniowo opadać. W tym przypadku nachylenie zbocza napięcia na wyjściu komparatora jest stałe ze względu na to, że zawsze mamy do czynienia z całkowaniem napięcia referencyjnego o tej samej wartości. Proces drugiego całkowania trwa tak aż do chwili wyzerowania napięcia na wyjściu układu całkującego, co jest wykrywane przez układ komparatora, który zamyka bramkę B, kończąc tym samym cykl pomiarowy. Czas rozładowywania integratora jest proporcjonalny do wartości napięcia mierzonego w pierwszym cyklu całkowania. Jednocześnie jest on zapisany w liczniku skąd wynik wyprowadzany jest bezpośrednio na wyświetlacz.

Przetwornik umożliwia także pomiar napięcia dodatniego. W takim przypadku w drugiej fazie do wejścia integratora dołączane jest napięcie ujemne -U_{ref}. Wyborem polaryzacji napięcia referencyjnego zarządza układ wskaźnika polaryzacji.

Sama metoda mimo, że prosta zapewnia dużą dokładność przetwarzania i nie

do napięcia rzędu 15 V i dołączyć do niego woltomierz o dużej rezystancji wewnętrznej R_{we}>10 M.Ω. Następnie kondensator rozładowuje się przez chwilowe zwarcie ze sobą jego końcówek. Po chwili okazuje się jednak, że napięcie na okładkach kondensatora zaczyna powoli narastać by po kilku sekundach osiągnąć wartość kilkuset miliwoltów. Przyczyny zjawiska absorpcji nie są dokładnie znane.

Za najlepsze do zastosowań w układach przetworników z podwójnym całkowaniem



Rys. 3 Schemat ideowy dwupunktowego termometru samochodowego

uchodzą kondensatory teflonowe, następnie zaś polistyrenowe i polipropylenowe.

Sama tolerancja wykonania kondensatora jak i długoterminowe zmiany pojemności nie wywierają żadnego wpływu na pomiar. To samo dotyczy zmian pojemności pod wpływem temperatury. Wszelkie odchyłki kompensują się bowiem podczas dwóch przeciwnych cykli całkowania. Co najwyżej napięcie wyjściowe integratora na końcu pierwszej fazy będzie ulegało zmianie zależnie od wartości pojemności kondensatora całkującego. Lecz podczas drugiej fazy rozładowywany będzie dokładnie ten sam kondensator.

Drugim krytycznym dla dokładności przetwarzania elementem jest źródło napięcia referencyjnego. Także tu nie napotyka się większych problemów, z uwagi na dostępność wysokostabilnych, skompensowanych temperaturowo źródeł napięcia o małym dryfcie napięcia w długich okresach czasu.

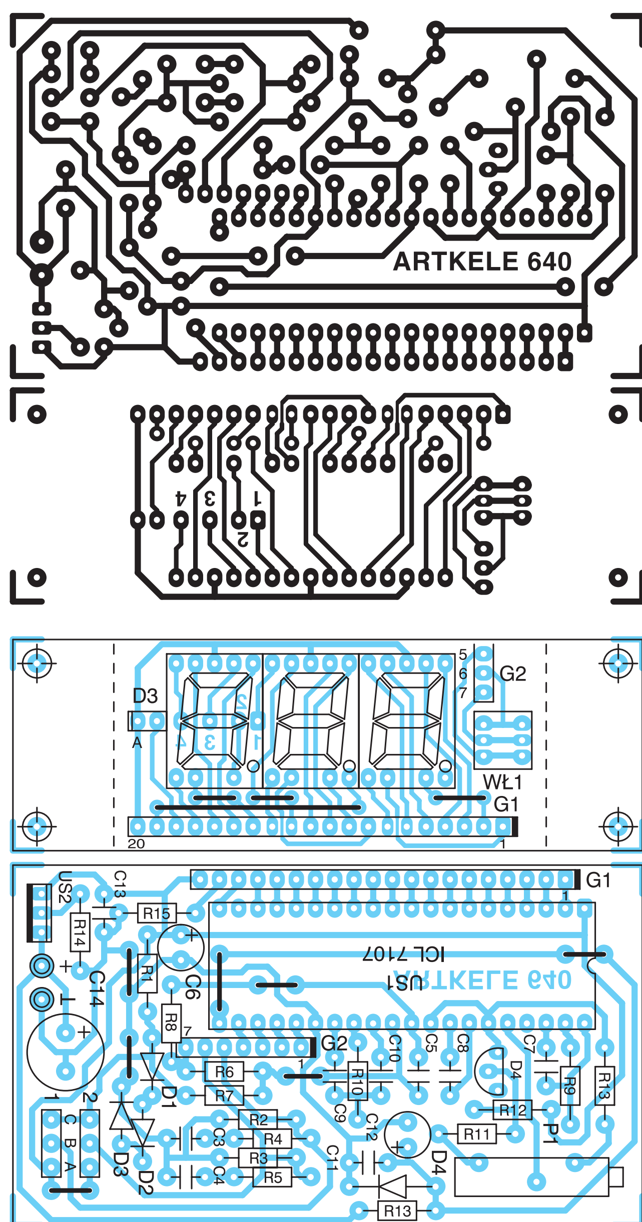
Natomiast żadnych wymagań nie stawia się rezystorowi w układzie integratora i można tu stosować dowolne rezystory węglowe o tolerancji 5%.

Także nie ma większych wymagań dotyczących generatora zegarowego. Sam cykl pomiaru trwa bowiem krótko, a dokładna częstotliwość pracy nie gra roli. Jeżeli częstotliwość generatora wzrośnie o 5% to czas pierwszej fazy całkowania skróci się o 5%, czyli napięcie wyjściowe integratora pod koniec tej fazy będzie o 5% niższe. Pociągnie to za sobą także skrócenie drugiej fazy całkowania o 5%, lecz liczba impulsów zliczonych w krótszym czasie będzie o 5% większa gdyż o tą wartość wzrosła częstotliwość zegara. Czyli wszystkie błędy wzajemnie się znoszą. Wymagana jest tylko stałość częstotliwości w czasie jednego cyklu pomiarowego, a tą zapewnia nawet najprostszy generator RC. Elementy zastosowane w generatorze także nie są krytyczne i nie stawia się imn żadnych wymagań.

Napięcie niezrównoważenia integratora także łatwo wyeliminować stosując układ automatycznego zerowania z zapamiętywaniem na kondensatorze napięcia niezrównoważenia. Z kolei napięcie niezrównoważenia komparatora także nie gra roli gdyż każdy cykl rozpoczyna się i kończy na tym samym poziomie napięcia.

Wszystkie te czynniki sprawiają, że układ przetwornika z podwójnym całkowaniem jest tak popularny i często stosowany w technice pomiarowej. Klasycznym przykładem scalonego przetwornika jest produkowany od ponad dwudziestu lat miliwoltomierz ICL 7106 i ICL 7107. Pierwszy z nich przystosowany jest do sterowania wyświetlaczy ciekłokrystalicznych, zaś drugi do wyświetlaczy LED.

Na rysunku 2 przedstawiono fragment wewnętrznego układu przetwornika z podwójnym całkowaniem jaki zastosowano w wyżej wymienionych układach. W stosunku do rysunku 1 widać, że prosta idea przetwornika jest nieco bardziej skomplikowana. Układ z rysunku 2 obejmuje bowiem tylko układy kluczy, integratora i komparatora. Przetwornik pracuje w czterech taktach. Cykl pomiarowy rozpoczyna się fazą autozerowania.



Rys. 4 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

Autozerowanie

W tej fazie zostają zwarte klucze oznaczone symbolami AZ. Wejścia przetwornika IN HI oraz IN LO zostają odłączone od napięcia mierzonego i zwarte z masą COM. Pomocniczy kondensator napięcia referencyjnego C_{ref} zostaje dołączony do źródła napięcie referencyjnego U_{ref}. Na sam koniec zostaje zamknięta pętla sprzężenia zwrotnego integratora i komparatora. Kondensator C_{az} ładuje się do wartości napięcia niezrównoważenia i „zapamię-

tuje" je na swoich okładkach. W dalszej fazie całkowania napięcie zapamiętane na kondensatorze C_{az} odejmuje się z napięciem niezrównoważenia bufora i integratora eliminując ich wpływ na dokładność pomiaru. Dzięki układowi autozerowania pomijany jest także temperaturowy dryft napięcia niezrównoważenia, który jest powolny i nie wywiera żadnego wpływu na dokładność w pojedynczym cyklu pomiarowym.

Całkowanie napięcia wejściowego

Po wyzerowaniu układu klucze AZ otwierają się a z kolei zamykają się klucze oznaczone jako ZI. Rozpoczyna się faza całkowania napięcia wejściowego, która trwa ściśle określony czas wyznaczany przez wewnętrzny zegar znajdujący się w części cyfrowej. Zaciski wejściowe IN HI oraz IN LO zostają podłączone do integratora. Zacisk oznaczony jako IN HI podłączony jest do wejścia wzmacniacza buforującego (wtórnika napięciowego i dalej do wejścia układu całkującego. Wejście nieodwracające wzmacniacza całkującego jest podłączone do zacisku IN LO. Uzyskano w ten sposób tzw. pływające wejście, które nie jest połączone w żadnym punkcie z masą układu COMON. Warunkiem poprawnej pracy układu jest to, aby wartości napięć doprowadzonych do wejść IN HI i IN LO mieściły się w przedziale o 1 V mniejszym od napięć zasilania. Badanie polaryzacji napięcia wejściowego następuje pod koniec fazy całkowania.

Całkowanie napięcia referencyjnego

W zależności od polaryzacji napięcia mierzonego zbadanej pod koniec fazy całkowania napięcia mierzonego włączone zostają teraz klucze DE(+) albo DE(–). Ponownie wejścia IN LO i IN HI zostają odłączone od układu. Natomiast wejście integratora zostaje podłączone do kondensatora C_{ref}, na którym w pierwszej fazie zostało zapamiętane napięcie referencyjne. Wejście nieodwracające integratora zostaje w tym czasie połączone z masą COMON, z którą łączy się także jedna z końcówek kondensatora C_{ref}. Następuje proces rozładowywania integratora, który trwa aż do wykrycia przez komparator zerowego napięcia na wyjściu integratora. W tym czasie licznik zlicza impulsy zegarowe będące miarą napięcia wejściowego.

Zerowanie integratora

Ostatnią fazą pomiaru w której zwierane są klucze oznaczone jako ZI jest zerowanie integratora. Zerowanie jest niezbędne w sytuacji przekroczenia zakresu kiedy to podczas fazy całkowania napięcia referencyjnego integrator nie jest w stanie rozładować się do zera. Także w tej fazie rozpoczyna się ładowanie napięciem referencyjnym U_{ref} kondensatora C_{ref}.

W układzie zastosowano „pływający" kondensator pamiętający napięcie referencyjne C_{ref}, podłączany przez klucze do układu integratora. Takie rozwiązanie umożliwia proste zmienianie polaryzacji napięcia referencyjnego doprowadzanego do układu pomiarowego. Ponadto pozwala ono na swobodne umieszczanie źródła napięcia referencyjnego, które wcale nie musi być odnoszone do potencjału masy.

Dodatkowe układy diody Zenera i źródeł prądowych ustalają potencjał masy analogowej COMON, co jest istotne przy zasilaniu układu z jednego źródła napięcia np. z baterii. Napięcie COMON jest ustalane na poziomie o 2,8 V niższym od dodatniego napięcia zasilania. W układach ICL 7106 napięcie pomiędzy plusem zasilania a masą analogową COMON może zostać wykorzystane do uzyskania napięcia referencyjnego. Nie można tego jednak uczynić w układach ICL 7107, które z uwagi na sterowanie wyświetlaczy LED podczas pracy rozgrzewają się. Nagrzewanie się układu powoduje dryft temperaturowy napięcia COMON względem plusa napięcia zasilania, co wpływa na dokładność pomiaru. Warto nadmienić, że rozgrzewanie się układu nie powoduje większych błędów w samym przetworniku. Wystarczy tylko zastosować zewnętrzną, temperaturowo skompensowaną diodę napięcia referencyjnego.

W większości rozwiązań spotykanych w literaturze woltomierz ICL 7107 pracuje w układzie z symetrycznym zasilaniem napięciem ±5 V. Układ ten może jednak pracować także z napięciem pojedynczym +5 V. Wymagane jest wtedy utrzymywanie napięć wejściowych doprowadzonych do końcówek IN LO i IN HI w pobliżu połowy napięcia zasilania. Jednakże to proste rozwiązanie prowadzi do pojawienia się pewnej niedokładności w zakresie napięć ujemnych od –1 mV do 0 V. Mimo doprowadzenia do wejść układu ujemnego napięcia np. –0,5 mV układ wyświetla wynik 0000. Dla napięć mniejszych od –1 mV pomiar odbywa się bez zakłóceń i błędów.

Jedynym wyjściem z sytuacji jest wprowadzenie do układu pomocniczego napięcia ujemnego, co w pełni usuwa tą niedogodność. Takie rozwiązanie zastosowano w termometrze samochodowym, którego schemat znajduje się na rysunku 3.

Układ pomiaru temperatury został zrealizowany na układach LM 35. Ich wielką zaletą jest to iż są one fabrycznie skalibrowane. Nachylenie przemiany temperatury na napięcie w tych układach wynosi 10 mV/°C. Oznacza to, że napięcie wyjściowe na przykład dla 20,1°C wynosi 201 mV (10 mV/°C×20,1°C=201 mV). Układy LM 35 w podstawowej aplikacji mogą mierzyć tylko temperatury dodatnie choć zakres pomiarowy jest znacznie szerszy i sięga temperatur –55°C. Przy pomiarach ujemnych temperatur wyjście układu musi być dołączone do źródła napięcia ujemnego przez rezystor. Można tu jednak zastosować prosty trick, „podpierając" masę układu prostym źródłem napięciowym składającym się z trzech szeregowo połączonych diod D1÷D3. Diody zasilane są przez rezystor R1.

Przy takim rozwiązaniu napięcie wyjściowe należy mierzyć pomiędzy masą układu LM 35 (dolna końcówka na schemacie ideowym) a jego wyjściem. Dla temperatur ujemnych napięcie na wyjściu będzie niższe niż napięcie na masie LM 35.

Ze względu na to, że czujniki umieszczone mogą być w pewnej odległości od płytki drukowanej konieczne jest zastosowanie kondensatorów C1 i C2 oraz elementów R4, C3 i R5, C4 zapobiegających powstawaniu oscylacji.

Obydwa znajdujące się w układzie czujniki temperatury dołączone są do styków przełącznika WŁ1 umożliwiającego wybór czujnika, którego temperatura jest aktualnie mierzona.

Napięcie wyjściowe czujników jest o rząd wielkości za duże w stosunku do czułości miliwoltomierza ICL 7107. Dlatego też na jego wejściu znajduje się dzielnik napięciowy R7, R6. Stopień podziału wynosi 1:10, przy czym dokładna wartość elementów dzielnika nie jest istotna.

Wyjściowe napięcie dzielnika doprowadzone jest do wejść pomiarowych mi-

liwoltomierza ICL 7107 (US1). Dzięki „pływającemu" wejściu przetwornika rozwiązanie takie jest możliwe. Sam układ zasilany jest napięciem +6 V względem masy całego urządzenia. Z kolei masa samego układu US1 jest znajduje się na potencjale +0,6 V ustalonym przez diodę D4. Eliminuje to powstawanie błędu w zakresie małych temperatur ujemnych o czym pisałem już wcześniej. Napięcie referencyjne do przetwornika pobierane jest z wysokostabilnej diody referencyjnej D6.

Układ termometru mieści się na dwóch płytkach drukowanych. Na jednej znajduje się wyświetlacz, a na drugiej układ pomiarowy. Pomiędzy płytkami należy wykonać połączenia elektryczne przy pomocy klejonej tasiemki przewodów. Łączy się ze sobą gniazda G1 i G2. W gnieździe G2 na płytce wyświetlaczy przewody nr 1, 2, 3, 4 wlutowuje się w pola lutownicze znajdujące się bezpośrednio pod wyświetlaczem W1. Odpowiednie numery pól lutowniczych znajdują się po stronie druku na płytce. Pozostałe przewody nr 5, 6, 7 należy wlutować po prawej stronie wyświetlaczy tak jak opisano to na płytce drukowanej.

Czujniki umieszczone są na zewnątrz i połączone z układem przewodami. Jeden z czujników można umieścić w kabinie samochodu drugi zaś na zewnątrz. Powinien on znajdować się w takim miejscu, które nie jest narażone na zachlapanie wodą w czasie deszczu. Jeden z czujników można też wykonać jako przenośny, jeżeli ma być wykorzystywany do pomiarów temperatury w lodówce samochodowej.

Termometr z powodzeniem można także zastosować w warunkach domowych do pomiaru temperatury w mieszkaniu i na zewnątrz.

Termometr może być zasilany napięciem niestabilizowanym z przedziału 8÷12 V. Pobór prądu wynosi ok. 250 mA.

Kalibracja miernika jest bardzo prosta wystarczy włączyć jeden z czujników temperatury i zmierzyć napięcie pomiędzy punktami B1 i C2 dla pierwszego czujnika lub B2 i C2 dla drugiego czujnika. Następnie przy pomocy potencjometru P1 ustawia się wskazania wyświetlacza na taką samą wartość. Dla przykładu jeżeli na napięcie pomiędzy punktami B1 i C2 wynosi 185 mV wskazania wyświetlacza ustawia się na 18,5°C. Kalibrację wykonuje się tylko dla jednego czujnika. Ze względu na dokładność pomiaru temperatury wskazania obu czujników znajdujących się w tej samej temperaturze mogą się różnić między sobą o 0,2°C.

Wykaz elementów:

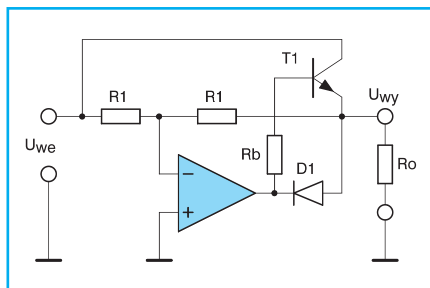
Półprzewodniki	
US1	– ICL 7107
US2	– LM 7805
CZUJNIKI 1, 2	– LM 35
D1÷D3	– 1N4148
D4	– 1N4007
D5	– LED prostokątna w kolorze wyświetlaczy
D6	– LM 385-1,2 V
Rezystory	
R4, R5	– 75 Ω/0,125 W
R14*	– 270 Ω/0,125 W, patrz opis w tekście
R13	– 820 Ω/0,125 W
R1	– 1,5 kΩ/0,125 W
R12	– 5,1 kΩ/0,125 W
R11	– 10 kΩ/0,125 W
R6	– 11 kΩ/0,125 W
R2, R3	– 18 kΩ/0,125 W
R7, R9	– 100 kΩ/0,125 W
R8	– 1 M.Ω/0,125 W
P1	– 220 Ω, 10-cio obrotowy
Kondensatory	
C7	– 100 pF/50 V ceramiczny
C1, C2, C11, C13	– 47 nF/50 V ceramiczny
C5, C8	– 100 nF/63 V MKSE-20
C9	– 220 nF/63 V MKSE-20
C10	– 470 nF/63 V MKSE-20
C3, C4	– 1 µF/63 V MKSE-20
C6, C12	– 47 µF/25 V
C14	– 470 µF/25 V
Inne	
W1÷W4	– wyświetlacz ze wspólną anodą MAN 6760, LTS 546G, CQV 31
WŁ1	– przełącznik 2 sekcyjny
płytka drukowana numer 640	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.

Cena: płytka numer 640 – 7,40 zł + koszty wysyłki (11 zł).

◊ ***Michał Kowalski***

Pomysły układowe – – prostownik pełnookresowy



Rys. 1 Schemat ideowy pełnookresowego prostownika idealnego

Idealne prostowniki pełnookresowe można budować na wiele sposobów. Jeden z ciekawszych układów przedstawiono na rysunku 1. Rezystory R1 wraz z diodą D1 tworzą typowy układ prostownika jednopołówkowego, który w tym przypadku prostuje dodatnią połówkę napięcia wejściowego, która pojawia się na wyjściu jako połówka ujemna. Dzieje się tak dlatego iż wzmacniacz operacyjny odwraca fazę sygnału. Dla dodatniej połówki napięcia wejściowego dioda D1 przewodzi w związku z czym tranzystor T1 jest zatkany.

Ujemna połówka napięcia wejściowego pojawia się na wyjściu wzmacniacza jako połówka dodatnia. W związku z tym dioda D1 nie przewodzi. Natomiast wysoki stan wyjścia wzmacniacza operacyjnego, który jest w tym czasie nasycony wysterowuje tranzystor T1. Przewodzący tranzystor T1 przenosi zatem bezpośrednio z wejścia na wyjście ujemną połówkę napięcia wejściowego.

W układzie tym prostownik może pracować tylko ze wzmocnieniem równym –1 V/V, z uwagi na to że tranzystor T1 zachowuje się jak zwykły klucz łączący wejście z wyjściem.

Wadą tego rozwiązania jest zmienne obciążenie źródła sygnału dla różnych połówek sygnału wejściowego. Dlatego też rozwiązanie to można stosować tylko w układach zapewniających małą impedancję wyjściową źródła sygnału.

◊ ***Redakcja***

Pomysły układowe – prostownik wartości skutecznej

Pomiary napięć zmiennych pociągają za sobą wiele kłopotów. Podstawowym problemem jest określenie co właściwie mierzymy. Z praktycznego punktu widzenia najczęściej interesuje nas wartość skuteczna napięcia zmiennego lub jego wartość szczytowa. Obie te wielkości są ze sobą wzajemnie powiązane. Problem polega jednak na tym, że ilościowe relacje miedzy tymi wielkościami zmieniają się w zasadniczy sposób wraz ze zmianą kształtu przebiegu. W Tabeli 1 zestawiono kilka przykładów wartości średniej, i skutecznej w stosunku do wartości szczytowej dla różnych kształtów przebiegu, przy założeniu że wartość szczytowa wszystkich przebiegów wynosi 1.

Dodatkowe utrudnienie sprawiają sygnały przemienne, czyli takie których napięcie chwilowe może przyjmować wartości zarówno dodatnie jak i ujemne. W tych przypadkach zachodzi konieczność stosowania prostowników półokresowych jeżeli przebieg jest symetryczny, lub pełnookresowych w w przypadku przebiegów niesymetrycznych.

Olbrzymia większość uniwersalnych mierników analogowych mierzy wartość średnią przebiegu wyprostowanego. Wyskalowana jest zaś w wartościach skutecznych przebiegu sinusoidalnego. Natomiast uniwersalne mierniki cyfrowe mierzą wyprostowaną wartość szczytową lecz także są wyskalowane w wartościach skutecznych przebiegu sinusoidalnego. Sprawia to, że przy innych kształtach przebiegów oba typy mierników mierzących to samo napięcie wskażą zupełnie co innego i oba popełnią błąd pomiaru wynikający z odmiennego kształtu przebiegu.

Wartości napięć szczytowych, skutecznych i średnich dla przebiegu wyprostowanego przebiegu sinusoidalnego przedstawiono na rysunku 1. Generalną zasadą jest to, że wartość skuteczna przebiegu jest zawsze większa od wartości średniej.

Jedynym rozwiązaniem jest miernik z przetwornikiem wartości skutecznej. Mierniki tego typu wykorzystujące układy mnożące są jednak mało popularne i dość drogie.

Istnieje jednak prosty układ przetwornika wartości skutecznej przedstawiony na rysunku 1. Jest to układ mostkowy w którym zastosowano miernik analogowy o czułości 100 μA. W jednej gałęzi mostka umieszczono dwie diody germanowe D1 i D2, a w drugiej dwa kondensatory w miejsce diod. Układ tego typu ma tą zaletę, że kondensatory podwajają wartość napięcia oraz filtrują wyprostowane napięcie. Dzięki włączeniu w szereg z diodami mostka rezystorów o odpowiedniej wartości i zastosowaniu rzadko dziś spotykanych diod germanowych uzyskano charakterystykę zbliżoną do detektora wartości skutecznej. Korekcję temperaturową charakterystyki zapewnia szeregowo połączona dioda D3 wraz z rezystorem R3.

Cały układ detektora i miernika objęty jest pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego. Dzięki temu diody pracują przy stosunkowo małym wysterowaniu co jest korzystne dla otrzymanej charakterystyki.

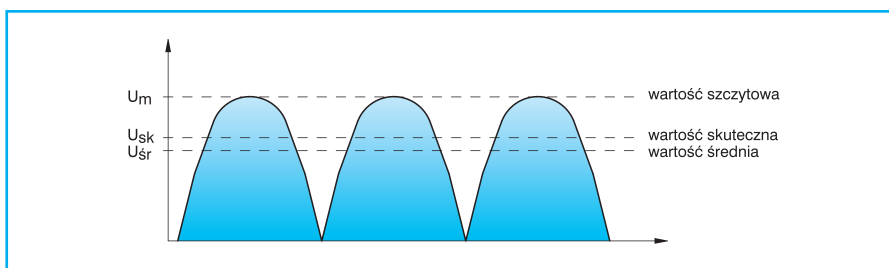
Zakres napięć wejściowych powinien zawierać się w przedziale od 0,1 V do 10 V. Błąd pomiaru nie przekracza wartości 5% dla częstotliwości z pasma akustycznego, dla różnych kształtów przebiegu.

Procedura kalibracji jest prosta. Do wejścia należy doprowadzić sygnał sinusoidalny o wartości szczytowej 10 V, co odpowiada wartości skutecznej 7,07 V. Dobierając wartość rezystora R4 należy uzyskać wskazania miernika równe 7,07 V. Teraz można sprawdzić działanie układu dla innych kształtów przebiegu w oparciu o Tabelę 1. Dla przykładu gdy do wejścia przetwornika doprowadzi się przebieg prostokątny o wypełnieniu 50% i wartości szczytowej 10 V. Miernik także powinien wskazać 7,07 V.

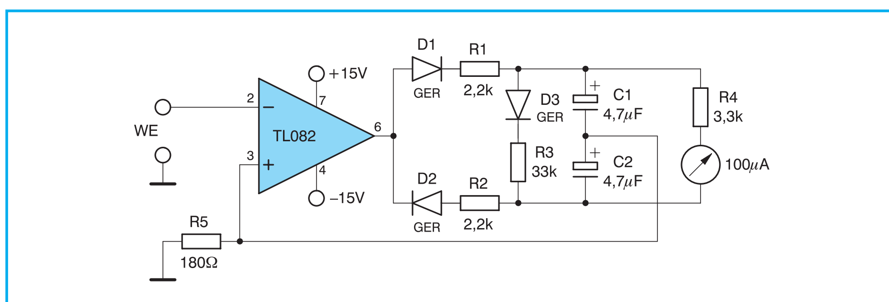
Tabela 1
Zależność wartości średniej i skutecznej od wartości szczytowej dla różnego kształtu przebiegów

Kształt przebiegu	Wartość średnia	Wartość skuteczna
Sinusoida	0	0,707
Wyprostowana jednopołówkowo sinusoida	0,318	0,5
Wyprostowana dwópołówkowo sinusoida	0,636	0,707
Przebieg prostokątny o wypełnieniu 50%	0	1
Przebieg prostokątny o wypełnieniu x *)	x	$x^{0,5}$
Przebieg trójkątny symetryczny	0	0,578

Uwaga
*) wypełnienie x jest podawane jako stosunek czasu trwania stanu wysokiego do okresu przebiegu



Rys. 1 Zilustrowanie wartości szczytowej, skutecznej i średniej

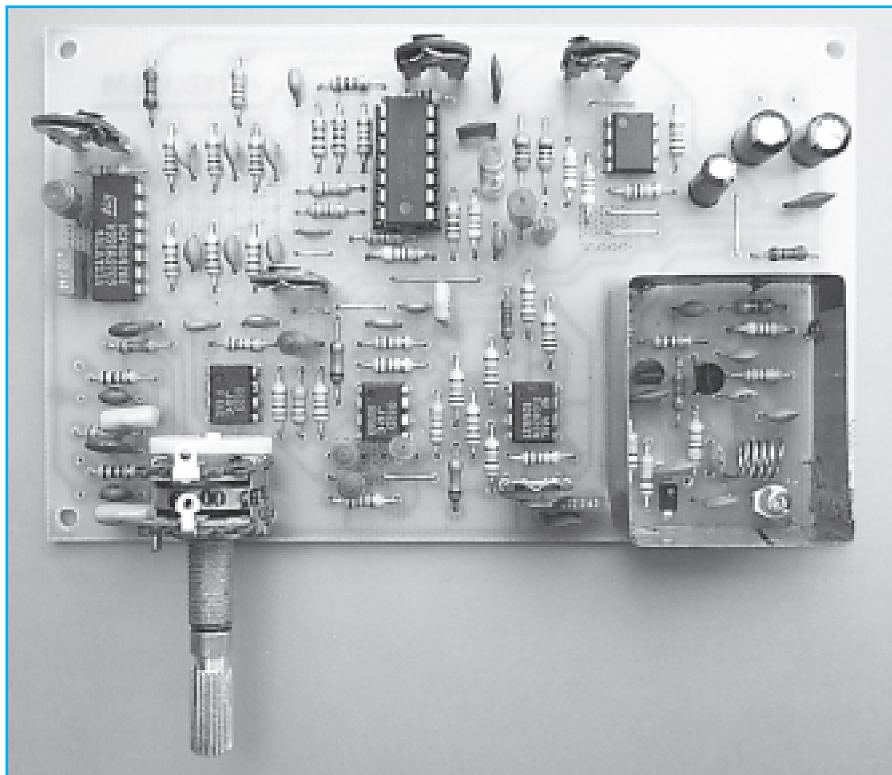


Rys. 2 Schemat ideowy przetwornika wartości skutecznej

◊ *Redakcja*

Stereofoniczny modulator UKF FM

W artykule przedstawiono modulowany generator w.cz. zawierający koder stereofoniczny. Jego zasadniczym przeznaczeniem jest doprowadzenie sygnału stereofonicznego na wejście antenowe samochodowego odbiornika radiowego. Pozwoli to na podłączenie sygnału z przenośnego odtwarzacza CD AUDIO lub MINI dysku bez potrzeby ingerowania w układ odbiornika. Wymagany jest typowy rozdzielacz antenowy, aby jednocześnie podłączyć sygnał z anteny. Może być wykonany w wersji monofonicznej.



Dane techniczne:

Czułość (1 kHz)	300 mV
Rezystancja wejściowa	100 kΩ
Pasmo (m.cz.)	50÷15000 Hz
Preemfaza	75 μs
Zakres częstotliwości	87÷108,5 MHz
Sygnał wyjściowy	25 mV/75 Ω
Napięcie zasilania	12 V
Pobór prądu	25 mA

Koncepcja układu i schemat blokowy

Modulatory FM monofoniczne są dość popularnymi konstrukcjami wśród radioamatorów i można znaleźć wiele opisów prezentujących mniej lub bardziej udane konstrukcje. Modulator stereofoniczny wymaga specjalnego spreparowania sygnału modulującego z wykorzystaniem kodera stereofonicznego. Stopień skomplikowania kodera jest znacznie większy od samego generatora – modulatora w.cz.

Opisywany modulator składa się także z bardziej rozbudowanego kodera stereofonicznego i stosunkowo prostego generatora w.cz. wykorzystującego modulację bezpośrednią za pomocą diody pojemnościowej.

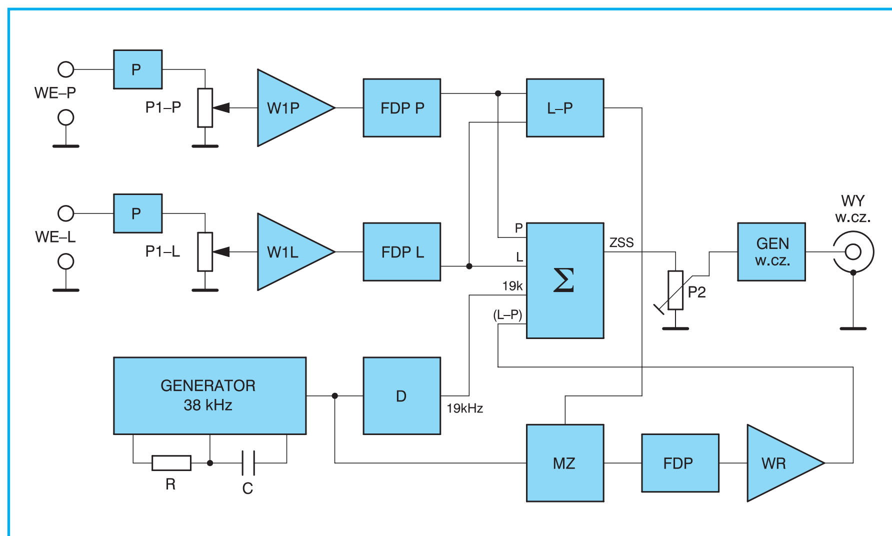
Zadaniem kodera jest wytworzenie tzw. zespolonego sygnału stereofonicznego (w skrócie ZSS). Sygnał ten był już wcześniej opisywany na łamach PE, jednak pozwolę sobie na przypomnienie jego struktury. W paśmie podstawowym (50÷15000 Hz) przesyłana jest suma kanałów stereofonicznych L+P. Jest to sygnał monofoniczny umożliwiający poprawny odbiór audycji przez odbiorniki monofoniczne. Różnica kanałów L–P zostaje przesunięta w zakres częstotliwości od 23÷53 kHz. Uzyskuje się to za pomocą modulacji amplitudy sygnału tzw. podnośnej o częstotliwości 38 kHz. Do tego celu wykorzystuje się modulator zrównoważony, co daje efekt wytłumienia fali nośnej. W podanym zakresie częstotliwości mieszczą się obie wstęgi boczne. W celu identyfikacji odbioru audycji stereofonicznej i odtworzenia podnośnej w dekoderze odbiornika stereofonicznego, dodawany jest sygnał tzw. pilota o częstotliwości 19 kHz. Zawartość tego sygnału nie powinna przekraczać 10% maksymalnej wartości sygnału L+P. Odbiornik stereofoniczny wyposażany jest w tzw. dekoder stereofoniczny, który odzyskuje z zespolonego sygnału stereofonicznego sygnały kanałów L i P. Schemat blokowy modulatora pokazuje rys. 1.

Sygnały wejściowe L i P podawane są do układów preemfazy P. Układy te są filtrami górno przepustowymi RC. Preemfaza powoduje uwypuklenie częstotliwości wysokich po stronie nadawczej. W odbiorniku stosowane są układy tzw. deemfazy o działaniu odwrotnym (filtr dolnoprzepustowy RC). W efekcie działania obu tych układów uzyskuje się zmniejszenie poziomu szumów w odbieranym sygnale. Stała czasowa filtrów dla zakresu CCIR (87,5÷108 MHz) wynosi 75 μs.

Regulację poziomu sygnału wejściowego umożliwia stereofoniczny potencjometr P1. Następnie sygnały podawane są do wtórników wejściowych W1L i W1P. Filtry dolnoprzepustowe FDP L i FDP P ograniczają zakres częstotliwości sygnału wejściowego do 15 kHz. Ograniczenie to zmniejsza możliwość interferencji z sygnałem pilota (19 kHz). Sygnały z wyjść filtrów podawane są do układu sumującego Σ i do układu sumatora różnicowego L-P.

Różnica sygnałów L-P podawana jest do zrównoważonego modulatora amplitudy MZ. Jako częstotliwość nośna wykorzystany jest sygnał 38 kHz z generatora RC. Powinien to być generator kwarcowy, ale „konia z rzędem" jeśli komuś uda się zdobyć kwarc o częstotliwości 38 kHz. Na wyjściu modulatora uzyskuje się tylko wstęgi boczne przy prawie całkowitym wytłumieniu nośnej. Filtr FDP ogranicza pasmo sygnału po modulacji do 53 kHz. Zmodulowany sygnał różnicy po wzmocnieniu we wzmacniaczu WR podawany jest do układu sumującego Σ.

Przez podział częstotliwości sygnału nośnej 38 kHz uzyskuje się sygnał pilota o częstotliwości 19 kHz. Sygnał ten podawany jest do układu sumującego. Zsumo-



Rys. 1 Schemat blokowy modulatora

wane w odpowiednich proporcjach sygnały składowe tworzą zespolony sygnał stereofoniczny ZSS.

Potencjometr nastawny P2 służy do ustalenia poziomu sygnału podawanego do modulowanego generatora wielkiej częstotliwości GEN w.cz. Zmodulowany częstotliwościowo sygnał wyjściowy generatora podawany jest do wyjścia WY w.cz.

Schemat ideowy i działanie układu

W układzie modulatora wykorzystano raczej niewyszukane części i podzespoły. Podstawę stanowią wzmacniacze operacyjne TL 072 i TL 082. Można z powodzeniem zastosować inne podwójne wzmacniacze operacyjne, np. LM 358. Jako modulator zrównoważony stosowany jest układ LM 1496, występujący także pod oznaczeniem MC 1496. Rolę generatora podnośnej wraz z dzielnikiem częstotliwości pełni układ CMOS CD 4047. w samym generatorze wykorzystano tranzystory w.cz. npn typu BF 241. Można ewentualnie zastosować tranzystory BF 194 lub BF 195.

Stereofoniczny sygnał wejściowy podawany jest na wejścia WE-L i WE-P. Tory obu kanałów są takie same i dlatego poprzestanę na opisie toru kanału prawego P. Kondensator C1 filtruje składową w.cz. i zapobiega jej przenikaniu torem sygnału m.cz. Pojemność C5 wraz z rezystancją potencjometru tworzy obwód preemfazy. Rezystor R3 zmniejsza tłumienie sygnału wejściowego o najniższych częstotliwościach.

Wtórnik wejściowy US1A zapewnia poprawne warunki pracy filtru dolnoprzepustowego zrealizowanego na układzie US2A. Elementy filtru dobrano dla uzyskania częstotliwości granicznej około 15 kHz. Wzmocnienie napięciowe filtru minimalnie przekracza 2 V/V.

Sygnały wyjściowe obu filtrów podawane są przez rezystory R17 i R18 do układu sumującego zrealizowanego na wzmacniaczu US3B. W ten sposób uzyskuje się sumę kanałów L+P. Sygnały te podawane są także do wzmacniacza różnicowego US3A. Na wyjściu wzmacniacza różnicowego otrzymujemy sygnał różnicy L-P.

Generator podnośnej (38 kHz) wykorzystuje układ US5. Kondensator C27 wraz z sumaryczną rezystancją R32 i P3, decydują o częstotliwości pracy generatora. Dla zwiększenia stabilności częstotliwości generatora, zasilany jest on napięciem stabilizowanym +9 V. Sygnał prostokątny o częstotliwości podnośnej uzyskuje się na wyjściu 13 US5. Z wyjścia 10 pobierany jest sygnał prostokątny o dwa razy mniejszej częstotliwości (19 kHz). Zarówno sygnał podnośnej jak i pilota powinny mieć przebieg sinusoidalny. Prawie sinusoidalny kształt obu tych przebiegów uzyskuje się na wyjściach filtrów dolnoprzepustowych RC.

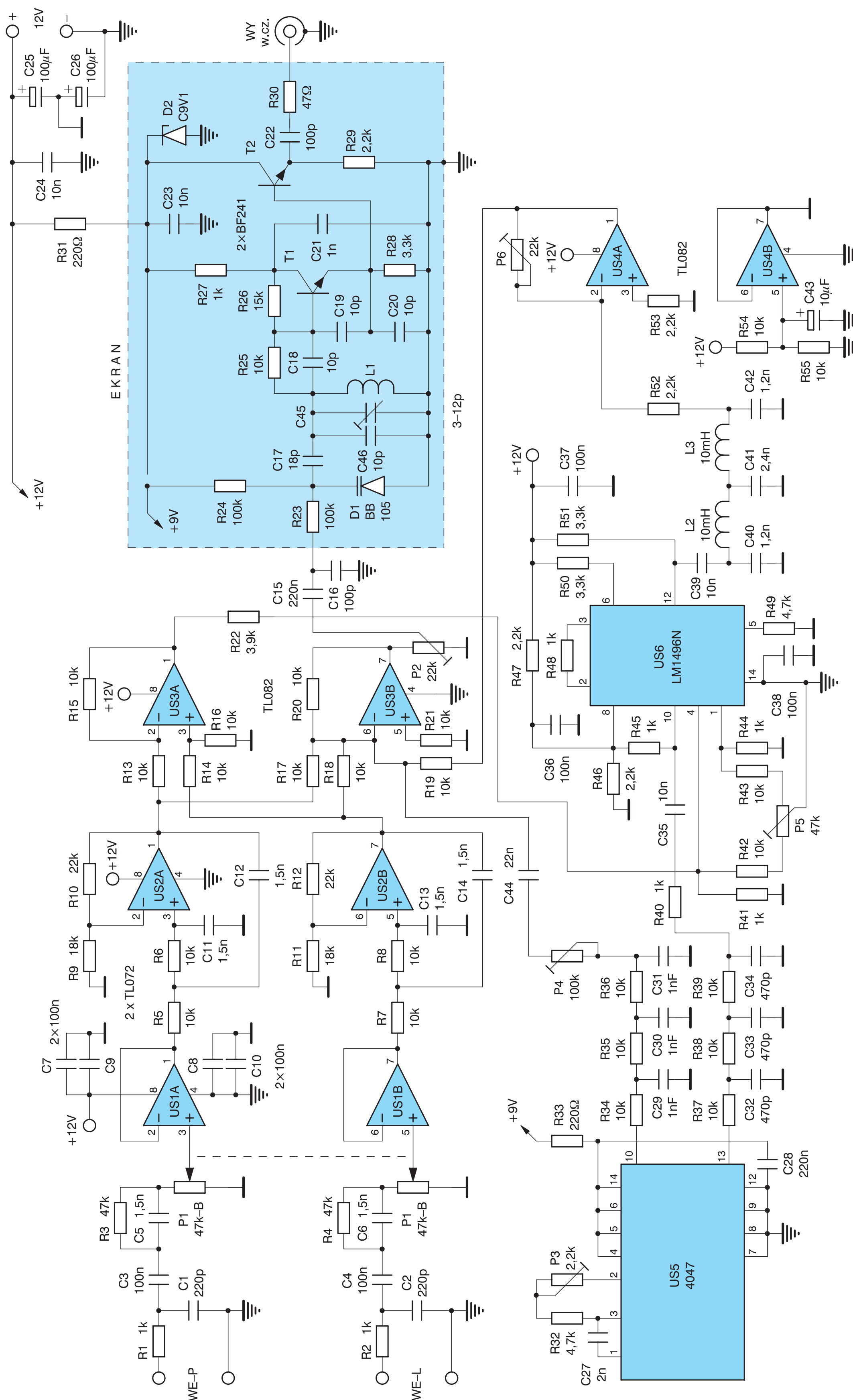
Odfiltrowany sygnał podnośnej przez rezystor R40 i kondensator C35 podawany jest do wyprowadzenia 10 modulatora zrównoważonego US6 (wejście nośnej). Do wyprowadzenia 4 modulatora podawany jest sygnał różnicy (sygnał modulujący). Potencjometr nastawny P5 pozwala na symetryzację modulatora w celu zminimalizowania zawartości podnośnej w sygnale wyjściowym. Rezystory R48 i R49 ustalają warunki pracy modulatora. Sygnał wyjściowy pobierany jest z wyprowadzenia 12 i przez kondensator C39 (ograniczenie sygnału m.cz.), dalej filtr dolnoprzepustowy LC podawany do wzmacniacza odwracającego US4A. Regulacja wzmocnienia rezystorem nastawnym P6 pozwala na dopasowanie poziomów sygnałów sumy i różnicy po modulacji.

Zmodulowany sygnał różnicy, przez rezystor R19 podawany jest do układu sumującego US3B. Przez rezystor nastawny P4 i kondensator C44 do układu sumującego dostarczany jest sygnał pilota. Na wyjściu US3B uzyskujemy zespolony sygnał stereofoniczny. Potencjometr nastawny P2 ustala ogólny poziom sygnału modulującego doprowadzanego dalej do modulatora generatora w.cz.

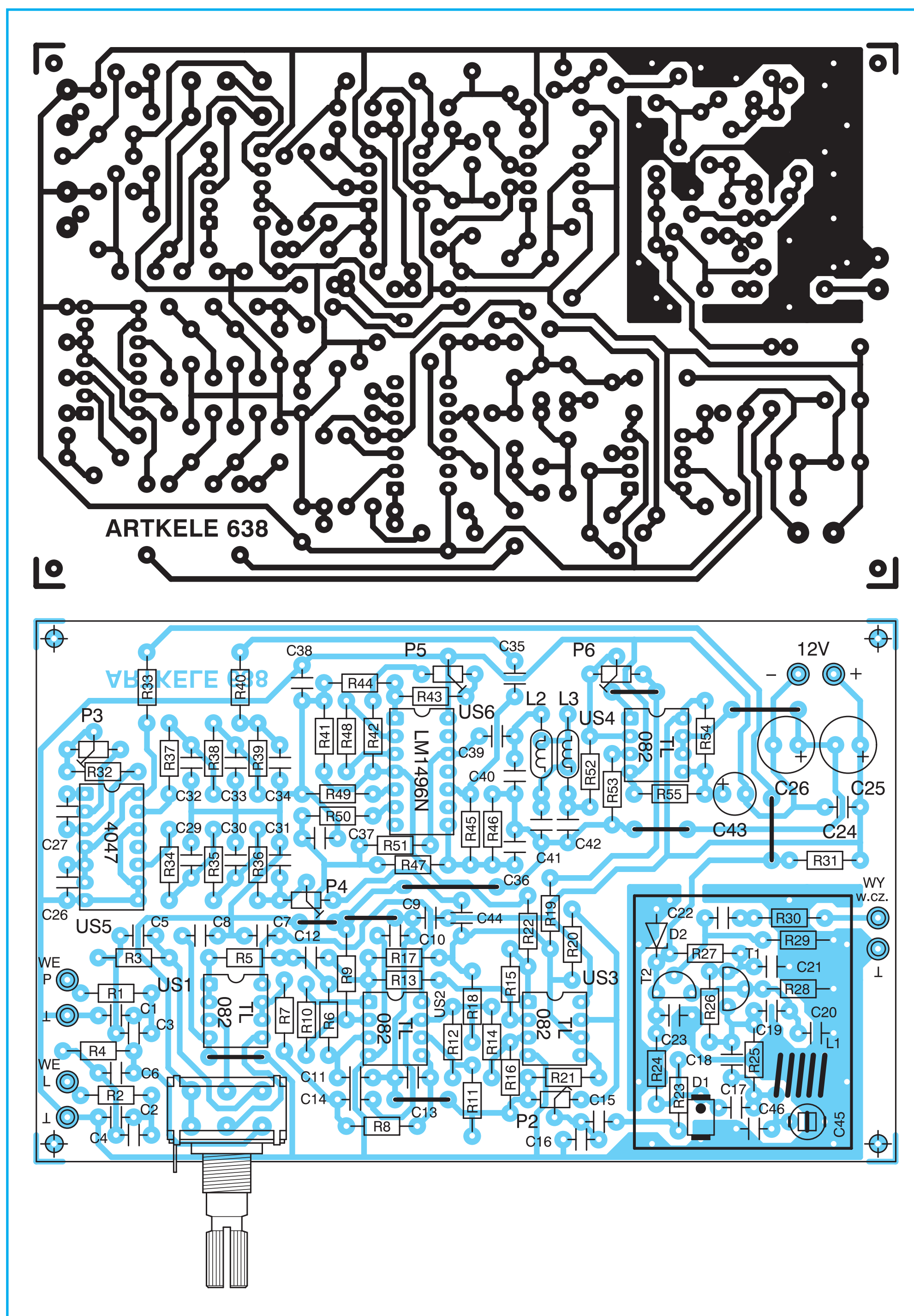
Modulator wykorzystuje diodę pojemnościową BB 105G podłączoną równolegle do obwodu rezonansowego generatora w.cz. przez kondensator C17. Dioda polaryzowana jest wstępnie napięciem stabilizowanym +9 V dla zwiększenia liniowości modulacji. Na napięcie stałe polaryzujące diodę w kierunku zaporowym nakłada się składowa zmienna sygnału modulującego podawana przez kondensator C15 i rezystor R23.

Generator w.cz. pracuje w układzie Colpittsa. Nietypowym rozwiązaniem jest praca tranzystora w układzie ze wspólnym kolektorem. Dla zwiększenia stabilności częstotliwości generatora, zasilany jest on napięciem stabilizowanym +9 V. Do przestrajania generatora przeznaczony jest trymer C45. Wtórnik emiterowy zrealizowany na tranzystorze T2 ma za zadanie odseparowanie obwodów generatora od obciążenia. Poprawia to stabilność częstotliwości i amplitudy sygnału w.cz. niezależnie od obciążenia. Sygnał do wyjścia podawany jest przez C22 i R30. Rezystancja wyjściowa generatora jest zbliżona do 75 Ω, co pozwala na zastosowanie typowego przewodu koncentrycznego o impedancji falowej 75 Ω.

Układ jest przystosowany do zasilania z instalacji pokładowej samochodu np. z gniazda zapalniczki o napięciu +12 V. Napięcie zasilające jest filtrowane kondensatorami C25 i C26. Zasilanie generatorów jest stabilizowane za pomocą diody Zenera D2 na wartość 9,1 V. Zasilanie wzmacniaczy operacyjnych realizowane jest z wykorzystaniem masy pośredniej wymuszanej przez wtórnik US4B. Pobór prądu nie przekracza 25 mA.



Rys. 2 Schemat ideowy modulatora



Rys. 3 Płytka drukowana modulatora i rozmieszczenie elementów

■ Montaż i uruchomienie

Po skompletowaniu elementów należy dopasować średnice otworów na płytce do średnic wyprowadzeń. Dotyczy to zwłaszcza potencjometru i rezystorów nastawnych.

Cewkę generatora nawinąć drutem srebrzonym o średnicy 0,7 mm (0,6÷0,8) na trzpieniu (wiertle) o średnicy 5 mm. Ilość zwojów wynosi 4,5 tzn. cztery zwoje pełne i jeden niepełny. Wyprowadzeń cewki nie trzeba specjalnie zaginać, ponieważ odpowiednio rozmieszczono otwory na płytce drukowanej. Należy zwrócić uwagę na kierunek nawijania zwojów.

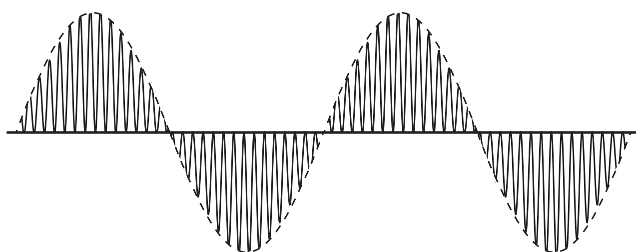
Elementy w obwodzie generatora w.cz. powinny być zamontowane jak najniżej – krótkie wyprowadzenia. Tranzystory T1 i T2 powinny być zamontowane na długość wyprowadzeń 3 mm nad powierzchnią płytki. Generator należy zaekranować paskiem blachy stalowej ocynowanej (grubość 0,3 mm) lub miedzianej o szerokości 15 mm odpowiednio ukształtowanym i zalutowanym (wymiary ekranu 31×38 mm). Ekran połączyć z płytką drukowaną krótkimi odcinkami obciętych wyprowadzeń elementów. Montaż pozostałej części modulatora nie powinien sprawić większych problemów.

Po sprawdzeniu poprawności montażu można przystąpić do uruchomienia i regulacji modulatora. Potrzebne do tego będą: zasilacz +12 V o wydajności prądowej 50 mA, multimetr, oscyloskop, generator m.cz. (1 kHz) i stereofoniczny odbiornik radiowy.

Wszystkie rezystory nastawne ustawić w położenia środkowe a potencjometr P1 skręcić na minimum. Wylutować jeden koniec kondensatora C44. Podłączyć zasilanie przez miliamperomierz multimetru. Pobór prądu nie powinien przekraczać 25 mA.

Włączyć zasilanie bezpośrednio i sprawdzić multimetrem napięcia zasilające poszczególne układy scalone. Napięcia zasilające wzmacniacze operacyjne i US6 mierzyć względem masy pośredniej (+6 V). Na wyprowadzeniach 6 i 12 US6 napięcie powinno wynosić około 3 V. Zasilanie US5 i generatora w.cz. mierzyć względem masy zasilania (–12 V). Napięcie stabilizowane powinno wynosić około 9,4 V. Na emiterze T1 powinno być napięcie 2,7 V a na emiterze T2 napięcie powinno wynosić około 2 V.

Podłączyć sondę oscyloskopu do wyprowadzenia 13 US5 (wyjście podnośnej). Zaobserwować sygnał prostokątny o wartości międzyszczytowej około 9 V i częstotliwości około 40 kHz. Regulując rezystorem nastawnym P3 uzyskać okres przebiegu wynoszący 26,3 μs, co odpowiada częstotliwości 38 kHz. Podłączyć sondę oscyloskopu do wyprowadzenia 10 US5. W tym miejscu powinien być sygnał prostokątny o dwukrotnie mniejszej częstotliwości tzn. 19 kHz i wartości międzyszczytowej około 9 V. Podłączyć sondę do wyprowadzenia 10 US6 (wejście nośnej modulatora). Zaobserwować przebieg o kształcie zbliżonym do sinusoidalnego i wartości międzyszczytowej około 200 mV. Podłączyć sondę do wy-



Rys. 4 Zmodulowany sygnał różnicy z nałożonym sygnałem m.cz

prowadzenia 12 US6 (wyjście modulatora). Regulując potencjometrem nastawnym P5 uzyskać minimum sygnału podnośnej. W ten sposób wyregulowaliśmy symetrię modulatora zrównoważonego.

Na wejście kanału L lub P podać sygnał m.cz. o częstotliwości 1 kHz i wartości skutecznej 300 mV. Potencjometr P1 ustawić na maksimum. Na wyjściu odpowiedniego filtru dolnoprzepustowego (US2) powinien być sygnał o wartości szczytowej około 500 mV. Podłączyć sondę oscyloskopu do wyjścia 7 US3B. Regulując wzmocnienie US4A rezystorem nastawnym P6, uzyskać przebieg dodatnich i ujemnych połówek sygnału 1 kHz wypełnionych sygnałem podnośnej 38 kHz. Środkowa granica między połówkami powinna stanowić linię prostą. Ten przebieg odpowiada zsumowaniu sygnału kanału L, lub P z sygnałem różnicy po modulacji.

Odłączyć zasilanie i podłączyć kondensator C44. Odłączyć sygnał 1 kHz, lub skręcić oś potencjometru P1 na minimum. Włączyć zasilanie i podłączyć sondę oscyloskopu do wyjścia 7 US3B. Powinien tu wystąpić sygnał o kształcie zbliżonym do sinusoidy i częstotliwości 19 kHz. Wartość międzyszczytowa powinna wynosić około 200 mV. Można ją regulować rezystorem nastawnym P4.

Dalszą regulację przeprowadzimy korzystając już z generatora w.cz. W pobliżu modulatora umieścić stereofoniczny odbiornik radiowy. Ustalić częstotliwość odbioru taką aby nie było słychać żadnej audycji a jedynie charakterystyczny szum. Pokręcając trymerem C45 generatora w.cz. powinniśmy usłyszeć zanik szumu. Dostroić odbiornik na minimum szumu. Jednocześnie powinna zaświecić się dioda sygnalizująca odbiór audycji stereofonicznej. Regulując potencjometrem nastawnym P2 uzyskać zanik świecenia diody stereo. Zwiększając sygnał pilota doprowadzony do modulatora uzyskać pewne świecenie diody. Przy braku świecenia diody, koniecznie może okazać się dokładne dostrojenie częstotliwości podnośnej rezystorem nastawnym P3. Sprawdzić czy zakres przestrajania generatora w.cz. obejmuje pełny zakres odbieranych częstotliwości odbiornika. Ściskając lub rozciągając zwoje cewki L1 uzyskać wymagany zakres częstotliwości. Dla uniknięcia możliwości tzw. mikrofonowania generatora w.cz., do środka cewki L1 można włożyć tłumiącą drgania gąbkę i zalać cewkę woskiem lub stearyną.

Podać sygnał 1 kHz na wejście L lub P, potencjometr P1 ustawić na maksimum. Sygnał o częstotliwości 1 kHz powinien być słyszalny silniej w odpowiednim głośniku i słabiej w drugim. Skorygować ustawienie częstotliwości podnośnej (P3) w celu zmniejszenia tzw. przesłuchu w kanale niesterowanym. Dalsze zmniejszenie przesłuchu można uzyskać przez dokładne ustawienie rezystora nastawnego P6.

Teraz można już podłączyć źródło sygnału audio na wejście modulatora i dokonać próbnego odsłuchu. Potencjometrem P1 ustawić odpowiedni poziom sygnału aby głośność audycji z modulatora była zbliżona do głośności audycji radiowej.

Modulator zamontować w obudowie metalowej dla zmniejszenia niepożądanego promieniowania sygnału w.cz. Stłumienie sygnału wyjściowego można uzyskać zastępując rezystor R30 rezystorem o wartości większej np. 470 Ω i podłączając równolegle do wyjścia rezystor 100 Ω. Sygnały z modulatora i anteny sumować za pomocą rozdzielacza transformatorowego przewidzianego do telewizyjnych instalacji antenowych i podać na wejście odbiornika. Ostateczne rozwiązanie obudowy jak i sposobu podłączenia zasilania i sygnału modulatora pozostawiam czytelnikom.

Wykaz elementów:

Półprzewodniki	
US1, US2	– TL 072
US3, US4	– TL 082
US5	– CD 4047
US6	– LM 1496
T1, T2	– BF 241
D1	– BB 105G
D2	– BZP 683C9V1
Rezystory	
R30	– 47 Ω/0,125 W
R31, R33	– 220 Ω/0,125 W
R1, R2, R27, R40, R41, R44, R45, R48	– 1 kΩ/0,125 W
R29, R46, R47, R52, R53	– 2,2 kΩ/0,125 W
R28, R50, R51	– 3,3 kΩ/0,125 W
R22	– 3,9 kΩ/0,125 W
R32, R49	– 4,7 kΩ/0,125 W
R5÷R8, R13÷R21, R25, R34÷R39, R42, R43, R54, R55	– 10 kΩ/0,125 W
R26	– 15 kΩ/0,125
R9, R11	– 18 kΩ/0,125 W
R10, R12	– 22 kΩ/0,125 W
R3, R4	– 47 kΩ/0,125 W
R23, R24	– 100 kΩ/0,125 W
P1	– 47 kΩ-B PRP-185
P3	– 2,2 kΩ TVP 1232
P2, P6	– 22 kΩ TVP 1232
P5	– 47 kΩ TVP 1232
P4	– 100 kΩ TVP 1232
Kondensatory	
C18, C19, C20, C46	– 10 pF/50 V ceramiczny
C17	– 18 pF/50 V ceramiczny
C16, C22	– 100 pF/50 V ceramiczny
C1, C2	– 220 pF/50 V ceramiczny
C32÷C34	– 470 pF/50 V ceramiczny
C21, C34÷C36	– 1 nF/50 V ceramiczny
C40, C42	– 1,2 nF/63 V KSF-020
C5, C6, C11÷C14	– 1,5 nF/63 V KSF-020
C27	– 2 nF/63 V KSF-020
C41	– 2,4 nF/63 V KSF-020
C23, C24, C35, C39	– 10 nF/50 V ceramiczny
C44	– 22 nF/100 V MKSE-20
C3, C4	– 100 nF/63 V MKSE-20
C7÷C10, C36÷C38	– 100 nF/50 V ceramiczny
C28	– 220 nF/50 V ceramiczny
C43	– 10 µF/25 V
C25, C26	– 100 µF/16 V
C45	– trymer cer. 3–12 pF
Inne	
L1	– patrz tekst
L2, L3	– dławik 10 mm
płytka drukowana numer 638	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.

Cena: płytka numer 638 – 12,50 zł
+ koszty wysyłki (11 zł).

◊ **R.K.**

Kupon zamówień na płytki drukowane

Zostawić margines dla faxu **Zostawić margines dla faxu**

Imię

Nazwisko

ul./os.

Ulica (miejscowość, wieś)

Numer domu / posesji

Kod pocztowy

Poczta (miejscowość)

Wszystkie dane personalne wpisać literami drukowanymi

Wytnij i naklej na kartę pocztową (wysyłka karty pocztowej kosztuje mniej niż wysyłka listu, a nam ułatwia pracę).

Płytki

Numer Ilość

szt.
szt.
szt.
szt.
szt.
szt.
szt.
szt.
szt.
szt.

Czasopisma

Numer/rocznik Ilość

/ szt.
/ szt.
/ szt.
/ szt.
/ szt.
/ szt.

Kserokopie

Numer płytki

W przypadku zamawiania kserokopii artykułów prosimy o podanie numeru płytki drukowanej zamieszczonej w tym artykule. Jeżeli w artykule występują dwie płytki należy podać tylko numer jednej z nich.
W rubryce UWAGI można wpisywać:
– nazwy programów, zamawianych układów,
– oznaczenia obudów, folii, elementów, itp.

Uwagi:...

Wykaz dostępnych numerów archiwalnych:

1992	
3	4,00 zł
1995	
8	4,00 zł
1996	
4, 7÷9, 12	4,00 zł
1997	
1÷11	5,00 zł
1999	
3, 5, 9	5,80 zł
2000	
2 ,3 ,7 ,10÷12	5,80 zł
2001	
1÷8	5,80 zł
9-10, 11-12	8,70 zł
2002	
1, 2, 3	6,20 zł

Ten kupon można wyciąć i wysłać faksem: fax (całą dobę (068) 324-71-03)

Katalog Praktycznego Elektronika
Transformatory sieciowe cz. 11

Typ	Typ rdzenia	Napięcie pierwotne	Nr końcówek uzwojenia pierwotnego	Napięcie wtórne pod obciążeniem	Prąd uzwojenia wtórnego	Nr końcówek uzwojenia wtórnego	Typ końcówek
TS 120/003	CP 025-01	220 zwora	2-9 4-7′	15,7 15,7 5,1 5,1	3,5 3,5 0,5 0,5	9-10 2′-1′ 8-7 4′-3′	E1
TS 120/007	EI 102/34	220	3-6	17,6 17,6	3,0 3,0	15-14 11-10	C1
TS 120/009	EI 102/34	220 lub 240	3-5 3-7	11,5 11,5	5,2 5,2	15-13 14-12	C1
TS 120/010	CP 025-01	220	2-9′	17,0 17,0	3,5 3,5	10-9 2′-1′	E1
TS 120/011	EI 102/34	220	2-5	15,0	8,0	A-B	C1, P
TS 120/012	CP 025-01	220 zwora	2-9′ 4-7′	55,0 55,0	1,1 1,1	9-10 1′-2′	E1
TS 120/013	CP 025-01	220 zwora	2-9′ 4-7′	18,0 18,0	3,0 3,0	10-9 2′-1′	E1
TS 120/014	EI 102/34	220	3-6	220,0	0,5	11-14	C1
TS 120/015	CP 025-01	220 zwora	2-9′ 4-7′	12,0 12,0	5,0 5,0	9-10 1′-2′	E1
TS 120/16	CP 025-01	220 zwora	2-9′ 4-7′	110,0 110,0	0,5 0,5	9-10 1′-2′	E1
TS 120/018	CP 025-01	220 zwora	4-7′ 2-9′	6,5 6,5	6,0 6,0	10-9 2′-1′	E1
TS 120/021	CP 025-01	220 zwora	2-9′ 3-8′	7,5 7,5	8,0 8,0	6-7 4′-5′	E1
TS 120/022	EI 102/34	220	3-6	15,0	8,0	13-12	C1
TS 120/023	CP 025-01	220 zwora	2-9′ 3-8′	7,5 24,0	7,5 7,5	6-7 4′-5′	e1
TS 120/024L	EI 102/34	220 380	A-B A-C	24,0	5,0	D-E	P
TS 120/025L	EI 102/34	220	A-B	24,0	5,0	C-D	P
TS 120/026L	EI 102/34	220 380	A-B A-C	220	0,54	D-E	P
TS 120/027L	EI 102/34	220 380	A-B A-C	42,0	2,8	D-E	P
TS 120/029	EI 102/34	220	7-8	27,5	4,2	13-16	
TS 120/032	LL 75/26,5	220 zwora	2-11′ 5-8′	12,5 12,0 12,0 15,0	4,0 0,5 2,5 2,0	11-10 9-8 2′-3′ 4′-5′	D1
TS 140/4	EI 102/51	220	3-6	7,0 7,0 23,0 23,0	2,3 2,3 2,3 2,3	15-14 12-11 14-13 13-12	C1
TS 140/001	EI 102/51	220	11-14	35,0 35,0	2,0 2,0	8-3 6-1	C1
TS 160/003	EI 102/51	220	3-6	20,0 20,0	3,8 3,8	15-14 11-10	C1
TS 160/005	EI 102/51	380	3-6	24,0 220,0	1,6 0,45	15-13 12-11	C1
TS 160/006	EI 102/51	380	3-6	16,0	10,0	13-12	C1

TS 180/4	LL 75/42	220 zwora	2-5′ 5-2′	25,6 25,6 20,0 20,0	3,0 3,0 3,0 3,0	8-7 8′-7′ 10-9 10′-9′	C1
TS 180/5	LL 75/42	220 zwora	2-2′ 3-3′	21,0 21,0 21,0 21,0 30,0	1,8 1,8 1,8 1,8 0,45	9-10 11-12 9′-10′ 11′-12′ 7-7′	C1
TS 180/8	LL 75/42	220 zwora	2-2′ 5-5′	30,0 30,0	2,3 2,3	10-9 10′-9′	E1
TS 180/001	LL 75/42	220 zwora	2-5′ 5-2′	17,0 17,0	5,25 5,25	10-8 10′-8′	E1
TS 180/004	EI 102/51	220	3-6	26,0 26,0	3,4 3,4	11-9 16-14	C1
TS 180/005	EI 102/51	220	3-6	60,0 16,0	1,9 4,0	15-13 12-11	C1
TS 180/006	EI 102/51	220 lub 240	11-14 11-15	11,3 11,5 11,5	15,0 0,5 0,5	3-1 8-7 7-6	C1
TS 180/007	EI 102/51	220 lub 240	11-14 11-15	22,6 11,5 11,5	7,0 0,5 0,5	3-1 8-6 6-7	C1
TS 180/009L	EI 102/51	220 380	A-B A-C	24,0	7,0	D-E	P
TS 180/010L	EI 102/51	220	A-B	24,0	7,5	C-D	P.
TS 180/011L	EI 102/51	220 380	A-B A-C	220,0	0,8	D-E	P.
TS 180/012	EI 102/51	220	3-6	47,5 47,5 22,0	1,8 1,8 0,3	16-14 14-12 10-9	C1
TS 180/013L	EI 102/51	220 380	A-B A-C	42,0	4,2	D-E	P.
TS 180/014L	EI 102/51	500	A-B	24,0	7,5	C-D	P.
TS 180/015L	EI 102/51	220	A-B	24,0 220,0	4,0 0,38	C-D E-F	P.
TS 180/016L	EI 102/51	220 380	A-B A-C	24,0 220,0	1,5 0,65	D-E F-G	P.
TS 180/017L	EI 102/51	380	A-B	12,0 24,0	10,0 2,5	C-D E-F	LZ1
TS 200/9	CP 016	220	5-3	17,2 2,0	10,0 10,0	13-15 16-18	F1
TS 200/002	CP 016	220 lub380	2-4 2-5	11,3 11,3	8,9 8,9	17-15 15-14	F1
TS 200/003	CP 016	220	14-17	220,0	0,9	5-2	F1
TS 200/005	EI 102/51	220	3-6	16,6	10,0	12-13	C1
TS 250/3	CP 016	220	16-21	13,2 13,2	10,0 10,0	A-B B′-C	F1, P.
TS 250/4	CP 016	220 zwora	20-23 21-22	21,5 1,6	10,4 10,4	A-B B-C	F1, P.
TS 250/16	CP 016	220	14-17	11,0 11,0 12,0 12,0	10,0 10,0 0,5 0,5	A-B B′-C 9-8 8-7	F1, P.
TS 250/005	CP 016	380	20-23	42,0	7,0	5-2	F1
TS 250/006	CP 016	220	14-16	26,0 26,0	4,8 4,8	8-9 9-10	F1
TS 250/009	CP 016	220 lub 240	14-17 14-18	11,0 11,0 22,8	1,0 1,0 10,0	9-8 8-7 A-B	F1, P.
TS 250/010L	CP 016	220 lub380	2-4 2-5	23,0 23,0	5,2 5,2	17-15 15-14	F1
TS 250/011L	CP 016	220	A-B	220,0	1,1	C-D	LZ1
TS 250/012L	CP 016	380	A-B	12,0 24,0	15,0 2,9	C-D E-F	F1

GIEŁDA PE

SPRZEDAM

SYMULATOR pamięci EPROM. Symuluje pamięć programu w mikroprocesorowych układach uruchomieniowych. Telefon: 0(prefiks) 68 327-72-68, e-mail: jurek.m@pe.com.pl.

RADIOTELEFON Radmor 3011 na pasmo 40 MHz + przetwornica 12/24V=. Telefon 501-172-868 lub 0(prefiks)76 876-59-33 rano.

GOTOWE, do samodzielnego montażu, uniwersalne syntezery częstotliwości i amatorskie radiostacje. Tel. 0-1033-68-326-67-55, e-mail: sp3abg@polbox.com, www.eter.ariadna.pl./sp3abg, www.qsl.net/sp3abg

WYPRZEDAŻ pojedynczych numerów MT, RE, ZS, HT, EH, PE, EP, AV z lat 70, 80, 90. Tanio! Informacje kop. + znaczek. R. Kujawa, Os. Wiślana 11/9, 08-520 DĘBLIN. Tel. 0(prefiks)81 883-26-63

WYKRYWACZE metali VLF, PJ, zasięg 3m. Info: koperta + 3 znaczkina listy. Jan Tukałło, ul. Katowicka 36/1, 41-710 Ruda Śląska.

FALOWNIKI tanio sprzedam. J. Krupiński, 58-100 Świdnica, ul. W. Łokietka 31/3, FIA-L 1,5kW. Cena 750 zł. 0(prefiks)74 852-92-57 po 20 lub 602 642-896.

TANIO instr. oscyloskopów DT516A (5100, 5200, 6260, 6650), KR7010 (7202, 7203, 7207, 7401) i inne. E. Ż. ul. Kolista 11/33, 54-149 Wrocław.

BAZĘ: artykuły, porady,... - 0 zł, schematy TV ... - 50 gr./A4#. Zdalne sterowanie do TV - 29zł#. Luźne nr PE, EP,... lub ksero artykułów - 0,50 ÷3zł# Toner do OKI OL4000/800 - 29zł. 0(prefiks)735-17-13.

PRZETWORNICE napięcia 12 V DC/220V AC. Tel. 0(prefiks) 34 357-93-95.

WYKRYWACZ metali opis PE 8/2000, płytka nr 530, pomogę uruchomić i 20% zwiększyć zasięg. Schematy innych wykrywaczy metali sprzedam - wymienię. Info - gratis, tylko k+z. Sylwester Królak, ul. Wyki 19/6, 75-337 Koszalin, 0(prefiks) 94 341-28-13.

TRANZYSTORY BUT 11A 100% sprawne. Cena zależy od ilości. Telefon 0prefix683601810, kom. 601 836-794.

ZASILACZ komputerowy 200 W - sprawny. Cena 100 zł. Wykrywacze podsłuchów radiowych, zakr. Ok. 2 MHz÷3 GHz. Lokalizują nadaj., tel. kom., kuch. mikrofalowe, piloty. Tel. 0(prefiks)68-454-31-42.

KUPIĘ

PILNIE kupię plany modelarskie śmigłowca Bell UH-1H (HUEY) i wszelkie materiały. Marcin Błaszczykowski, ul. Boh. Monte Cassino 15/10 Sopot, tel. 550-72-07 po 18.00 do 23.00.

POSZUKUJĘ kwarc o częstotliwości 11,648 MHz. Andrzej Matyjas, 25-659 Kielce, ul. Gliniana 1/26. Tel. 0(prefiks) 41 366-26-21.

TANIO radio samochodowe PIONIEER model KEH 8600. Oferta z opisem i ceną. Mariusz Kołacz, ul. Chwałki 46, 27-600 Sandomierz

BATERIĘ słoneczną 12÷15 V. Telefon 502 260-145.

MIKROFONY Neumann, Gefell, Schoeps, RFT, Sennheiser itp. Oraz sprzęt studyjny i wzmacniacze lampowe. Telefon kom. 604 567-236.

DO magnetowidu Sharp-UC779, converter DC-AC "Rdenc 0151 geez" lub moduł z tą częścią, timer B "F 2163 gee". Ewentualnie magnetowid. Mariusz Jamróz tel. 0(prefiks) 15 846-75-96

KUPIĘ ON/OFF Line z CD 8/2000 lub samą płytę z 8/2000. Pilnie. Telefon 0(prefiks) 32645-84-08 po 20-tej.

DOKUMENTACJE wykrywaczy metali VLF, PI, IB, omnitrony i inne z rozróżnianiem. Wymienię, odstąpię. Jan Kuźma, 22-400 Zamość, ul. Reja 9/39, tel. 0(prefiks) 84 639-19-49.

CEWKĘ do TV 20 cali o oznaczeniu: TDY-91-920W lub zamienną 50Ω V na grubą szyjkę. Tel 503 505-829.

KUPIĘ "Electronics World" nr 3 (z marca) 2000 roku. Może być dobre xero. T. Kowalski, ul. Niecała 13/1, 20-080 Lublin.

LAMPĘ oscyloskopową typ 13E3. Jerzy Sobczyk, 42-200 Częstochowa, ul. Korkowa 9A, tel. 369-71-81.

Giełda PE

Kupon zamówienia na płatne ogłoszenie ramkowe w rubryce giełda PE

Zamawiam płatne ogłoszenie ramkowe o wysokości: ....cm, w numerach: ....PE

Numer NIP: ....

Oświadczam, że Nasza firma jest upoważniona do otrzymywania i wystawiania faktur VAT.
Upoważniamy firmę ARTKELE Wydawnictwo Techniczne do wystawiania faktur VAT bez naszego podpisu.

pieczęć firmy z nazwą i adresem

....
Czytelny podpis zamawiającego

Giełda PE

Bezpłatne ogłoszenia drobne wyłącznie dla osób fizycznych

Zaznacz rubrykę w której ma zostać zamieszczone ogłoszenie

☐ Sprzedam ☐ Poszukuję
☐ Kupię ☐ Zamienię ☐ Inne

Kupon ważny do 31.05.2002

Kupony prosimy przesyłać w kopercie **z dopiskiem GIEŁDA PE**

ZAMIENIĘ

DOKUMENTACJE wykrywaczy metali VLF, PI, IB, omnitrony i inne z rozróżnianiem. Wymienię, odstąpię. Jan Kuźma, 22-400 Zamość, ul. Reja 9/39, tel. 0(prefiks) 84 639-19-49.

DOKUMENTACJE wykrywaczy metali: VLF, PI, IB, T/R, i inne - wymienię. Sprzedam nowe lampy do odbior.ników radiowych i TV, μkroA, A, V-, V~, diody 320/A. Kryspin Kasprzak, ul. Wiklinowa 16/10, 21-017 Łęczna.

POSZUKUJĘ

SCHEMATÓW układów zdalnego sterowania drogą radiową/pilota do wzmacniacza PMA-5352 DENON. Odstąpię schematy i elementy elektroniczne. Marcin Jarosz, ul. Poręba 13, 32-501 CHRZANÓW., tel. 606-659-842 po 15.00

POSZUKUJĘ kwarc o częstotliwości 11,648 MHz. Andrzej Matyjas, 25-659 Kielce, ul. Gliniana 1/26. Tel. 0(prefiks) 41 366-26-21.

MIKROFONY Neumann, Gefell, Schoeps, RFT, Sennheiser itp. Oraz sprzęt studyjny i wzmacniacze lampowe. Telefon kom. 604 567-236.

ELECTRONICS World ne 3 z 2000 roku. Tadeusz Kowalski, Niecała 13/1, 20-080 Lublin. Telefon 743-68-32.

SCHEMATU oraz opisu wzmacniacza UNIVERSUM DPL155 do kina domowego. Może być ksero. Oraz wymagań sprzętowych do niego. Tel. 608-039-550. Odpowiem na SMS-y.

POSZUKUJĘ schematu aplikacyjnego i blokowego syntezy PLL TSA 5522T. Krzysztof Wiszowaty, ul. Spacerowa 19, 21-100 Lubartów.

SCHAMATU wieży Universum VTCF-CD4606 i niemieckiego Hi-Fi. Stereo Studio 120. Sprzedam: części płytki RTV. Mateusz Chmielowiec, Wola Wielka 131, 37-610 Narol, 0692 131-179.

INNE

BAZĘ: artykuły, porady...- 0 zł, schematy TV... - 50 gr/A4, zdalne sterowanie do TV - 29 zł. Luźne nr PE, RE,... lub ksero artykułów - 0,50 ÷ 3zł. Toner do OKI OL 400/800 - 29 zł. 0(prefiks) 735-17-13.

PŁYTKI drukowane metaliz., cynowanie, maska, opis, płyty czołowe również pojedyncze. Moniak Andrzej, ul. Wąska 17, 32-082 Bolechowice, tel. 0(prefiks)12 285-34-97, po godzinie 18.00.

RETRO elektronika, układy lampowe, tranzystorowe, scalone, specjalne, cyfrowe. Porady darmo - znaczek! Tel. 0(prefiks)12 637-86-12. Poznański: Al. Kijowska 13/10; 30-079 Kraków. Pisz - dzwoń - warto!

DOKUMENTACJE wykrywaczy metali typu, PI, VLF, TR, IB i inne - wymienię, sprzedam. Kupię schemat wykrywacza TR o dużej mocy nadajnika. Kryspin Kasprzak, Ignasin 25, 22-355 Fajsławice.

PŁYTKI drukowane jedno i dwustronne, metalizacja, wiercenie, cynowanie maska, opis. Również pojedyncze. Moniak Andrzej, ul. Wąska 17, 32-082 Bolechowice, tel. 0(prefiks)12 285-34-97 po godz. 18.00.

JEŚLI masz zestaw części? Zmontuję, zestroję stare krótkofalówki transceivery itp. Naprawię. Pisz i pytaj! Marek Możejko, Jacowlany 6, 16-124 Sidra.

DOKUMENTACJE wykrywaczy metali VLF, PI, IB, omnitrony i inne z rozróżnianiem. Wymienię, odstąpię. Jan Kuźma, 22-400 Zamość, ul. Reja 9/39, tel. 0(prefiks) 84 639-19-49.

PRACA w domu - lutowanie układów elektronicznych. Warunek - lutownica. Nie pobieram żadnych opłat. Proszę o 3 znaczki po 1,10 zł. Jan Olczyński ul. Szeroka 36, 66-615 Dąbie.

Ogłoszenia ramkowe w Giełdzie PE

Treść ogłoszenia:

....

....

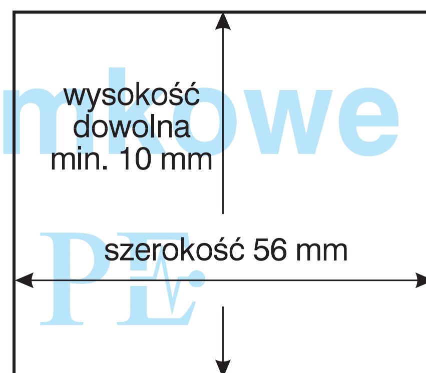
....

....

....

Do zamówienia dołączam:

☐ dyskietkę ☐ rysunek ☐ inne ....
☐ zdjęcie ☐ e-mail ....



Działanie i rodzaje generatorów kwarcowych

Po wprowadzeniu dotyczącym działania i parametrów rezonatorów kwarcowych, prezentujemy podstawy działania i rodzaje generatorów kwarcowych.

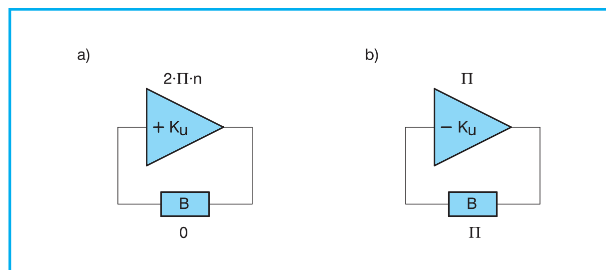
Warunki generacji

Dla wzbudzenia drgań elektrycznych w generatorze ze sprzężeniem zwrotnym, dla określonej częstotliwości muszą być spełnione warunki fazy i amplitudy. Warunek fazy można określić jako wymóg dodatniego sprzężenia zwrotnego. Suma przesunięć faz członu wzmacniającego i sprzężenia powinna być równa 0 lub 2nΠ (n= 1, 2, 3,...). Warunek amplitudy wymaga aby wzmocnienie pętli, które jest iloczynem wzmocnienia i współczynnika sprzężenia zwrotnego było większe od 1.

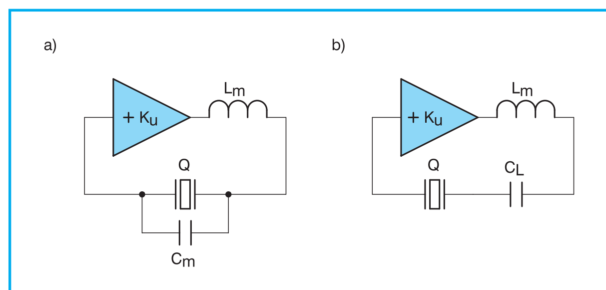
Generatory ze sprzężeniem zwrotnym można podzielić na dwie grupy:

1. Nieodwracający wzmacniacz wymaga obwodu sprzężenia zwrotnego nie wprowadzającego przesunięcia fazy dla generowanej częstotliwości (zerowe przesunięcie fazy).
2. Odwracający wzmacniacz wymaga obwodu sprzężenia zwrotnego wprowadzającego przesunięcie fazy Π radianów (180°). Obie wersje generatorów pokazane są na rysunku 1.

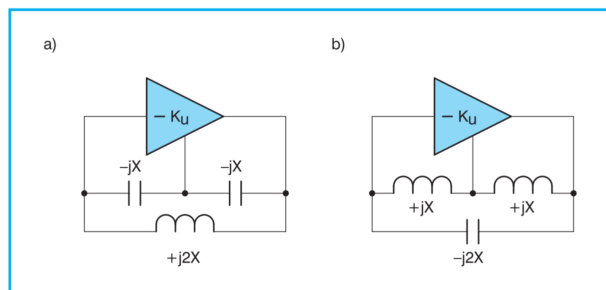
Rezonator kwarcowy wykorzystany jako element sprzężenia zwrotnego nie wprowadza przesunięcia fazy dla rezonansu szeregowego. Odpowiada to sytuacji z rys. 1a). Jeśli wzmacniacz posiada odpowiednio duże wzmocnienie dla skompensowania strat w obwodzie sprzężenia zwrotnego, układ będzie oscylował na częstotliwości f_r. Możliwa jest generacja na częstotliwości f_L lub częstotliwości rezonansu równoległego jeśli szeregowo z kwarcem zostanie połączona pojemność obciążenia C_L. Pojemność ta jest wykorzystywana przy kalibracji kwarcu u producenta. Połączony szeregowo z kwarcem trymer pozwoli na dokładne ustalenie częstotliwości oscylacji niezależnie od dokładności kwarcu i zmiany parametrów elementów obwodu.



Rys. 1 Zależności fazowe w generatorach



Rys. 2 Uwzględnienie przesunięcia fazy wzmacniacza w generatorze



Rys. 3 Generatory trójpunktowe

Praktycznie jednak nie istnieją idealne wzmacniacze o zerowym przesunięciu fazy. Wzmacniacze odwracające wykorzystywane do realizacji zegarów mikroprocesorów, składają się z kaskady układów logicznych, które dla generowanej częstotliwości wprowadzają określone przesunięcie fazy. Wynika ono chociażby z określonego czasu propagacji bramek. Jeszcze gorsza jest zmienność tego przesunięcia w czasie. Staje się ona przyczyną pogorszenia tzw. stabilności krótko okresowej oraz wprowadza szybkie zmiany częstotliwości określane z angielskiego jako *jitter*.

Przesunięcie fazy wprowadzane przez wzmacniacz można uwzględnić dołączając do wzmacniacza idealnego szeregową indukcyjność L_m.

Drgania zostaną wzbudzone na częstotliwości, przy której nastąpi skompensowanie przez kwarc przesunięcia wprowadzanego przez indukcyjność L_m. W przypadku układu z rys. 2a) będzie to częstotliwość mniejsza od f_r. W tym układzie istnieje możliwość wzbudzenia drgań na częstotliwości rezonansu szeregowego indukcyjności L_m i pojemności wypadkowej C_m (pojemność kwarcu wraz z pojemnościami montażu). Wady tej pozbawiony jest układ z rys. 2b). Pojemność C_L skompensuje indukcyjność, a kwarc i generator będzie generował częstotliwość równą lub nieco większą od f_r. Podana tutaj pojemność C_L nie jest pojemnością obciążenia kwarcu wykorzystywaną przy jego kalibracji. Praktycznie będzie to trymer umożliwiający dokładne dostrojenie generowanej częstotliwości.

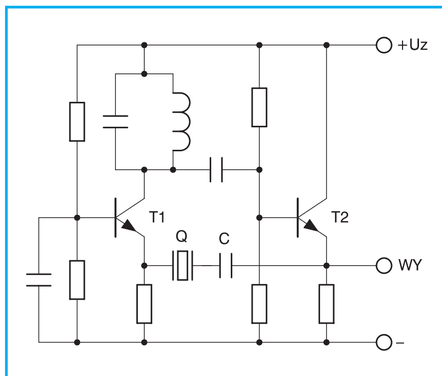
Generatory wykorzystujące wzmacniacz odwracający wymagają układu sprzężenia wprowadzającego przesunięcie fazy. Przykłady takich układów przedstawione są na rys. 3.

Tego rodzaju generatory są powszechnie znane jako tzw. generatory trójpunktowe. Obwody sprzężenia zwrotnego są równoległymi obwodami rezonansowymi z dzieloną reaktancją w jednej gałęzi. Proporcje dzielonych reaktancji określają współczynnik sprzężenia zwrotnego. Układ z rys. 3a) nazywany jest generatorem z dzieloną pojemnością lub generatorem Pierce'a. Znany jest także pod nazwami generatora Colpitts'a lub Clapp'a. Układ z rys. 3b) to generator Hartley'a nazywany także generatorem Millera.

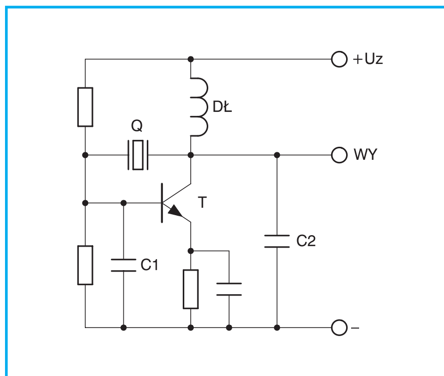
Kwarc w tego rodzaju generatorach wykorzystywany jest jako indukcyjność. Taki charakter posiada reaktancja kwarcu między rezonansami szeregowym i równoległym. Jedna z pojemności to zazwyczaj trymer do dokładnego dostrajania częstotliwości. Jego pojemność powinna być zbliżona do pojemności C_L używanej podczas kalibracji kwarcu. Wzmacniacz odwracający jest bliższy ideałowi, ponieważ jest to zwykle wzmacniacz jednostopniowy.

Typowe generatory kwarcowe

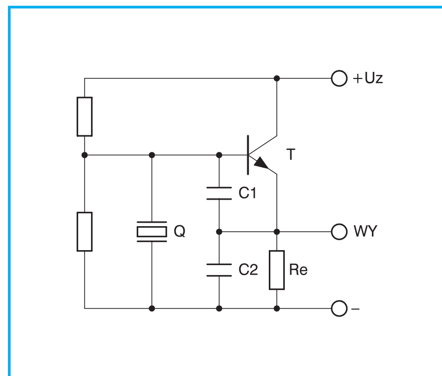
Jako pierwszy przedstawię tzw. generator Butlera. Wykorzystuje on dwustopniowy wzmacniacz tranzystorowy składający się ze stopnia w układzie ze wspólną bazą (T1) i stopnia ze wspólnym kolektorem (T2).



Rys. 4 Generator Butlera



Rys. 5 Generator Pierce'a



Rys. 6 Generator Colpitts'a

Oba stopnie nie wprowadzają przesunięcia fazy.

Układ powinien generować po zastąpieniu kwarcu małą rezystancją, na częstotliwości określonej przez obwód rezonansowy w kolektorze T1. Włączenie kwarcu wymusi drgania na częstotliwości rezonansu szeregowego f_r, jeśli pojemność C będzie odpowiednio duża. Zmniejszenie jej wartości do poziomu C_L wymusi drgania określone częstotliwością kalibracji kwarcu.

Układ ten jest szczególnie przydatny do pracy na harmonicznych kwarcu (tzw. owertonach) dzięki obecności obwodu rezonansowego, który dostrajany jest do wymaganej harmonicznej. Wykorzystuje się harmoniczne nieparzyste (n = 3, 5, ...). Stosowany jest do częstotliwości rzędu 100 MHz. Przy pracy na harmonicznej podstawowej, zamiast obwodu rezonansowego wystarczy rezystor. Częstotliwość drgań ustala kwarc.

Kolejne układy to generatory Pierce'a i Colpitts'a. Są to właściwie takie same układy, jeśli chodzi o podłączenie elementów do elektrod tranzystorów. Różnią się elektrodą wspólną tranzystora – podłączoną do masy. W generatorze Pierce'a wspólny jest emiter, a w generatorze Colpitts'a kolektor.

Zaletą generatora Pierce'a jest to, że rezystancje polaryzujące bazę tranzystora podłączone są jedynie do pojemności C1. Nie tłumią bezpośrednio obwodu rezonansowego wykorzystującego kwarc jako indukcyjność. Często w szereg z kwarcem łączona jest pojemność C_L, lub trymer. W generatorze Colpitts'a obwód rezonansowy jest tłumiony rezystorami polaryzującymi bazę tranzystora. Staje się to czynnikiem zwiększającym obciążenie tranzystora i pogarszającym stabilność częstotliwości. Pewnym rozwiązaniem jest wykorzystanie tranzystora polowego.

Zaletą obu tych układów jest podłączenie pojemności C1 i C2 równolegle do odpowiednich pojemności tranzystora. Zmniejsza to wpływ zmian pojemności własnych tranzystora (przy zmianach temperatury lub napięcia zasilania) na warunki pracy generatora.

Wzmocnienie i poziom sygnału

Dla uniknięcia niepożądanych oscylacji przy złych rodzajach drgań kwarcu nie należy przesadzać z marginesem wzmocnienia. Wzmocnienie wzmacniacza powinno zapewniać pewne wzbudzanie drgań w najbardziej niekorzystnych warunkach. Wzmocnienie maksymalnie może być 2÷3 razy większe od wymaganego do wzbudzenia drgań.

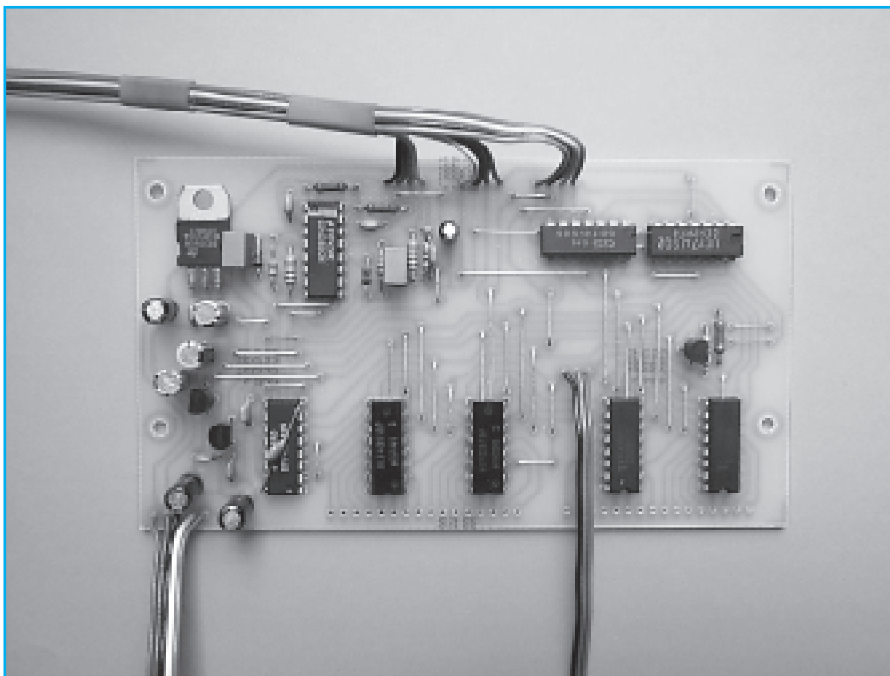
Poziom sygnału doprowadzanego do kwarcu także nie powinien przekraczać dopuszczalnych granic określonych przez producenta. Kwarce na niskie częstotliwości, zwłaszcza miniaturowe łatwo się uszkadzają po przekroczeniu dopuszczalnego poziomu sygnału. Kwarce na wysokie częstotliwości po przekroczeniu dopuszczalnego poziomu przestrajają się.

Jeśli generator ma charakteryzować się dużą stabilnością częstotliwości, kwarc powinien być pobudzany minimalną energią – dużo mniejszą od dopuszczalnej. Wzmacniacz takiego generatora wyposażany jest w automatyczną regulację amplitudy, aby nie zmieniał warunków pracy kwarcu. Obciążenie nie powinno być dołączane bezpośrednio do generatora kwarcowego lecz za pośrednictwem dodatkowego wzmacniacza tzw. separatora.

W następnym odcinku przedstawię propozycje praktycznych układów dla określonych częstotliwości i zastosowań.

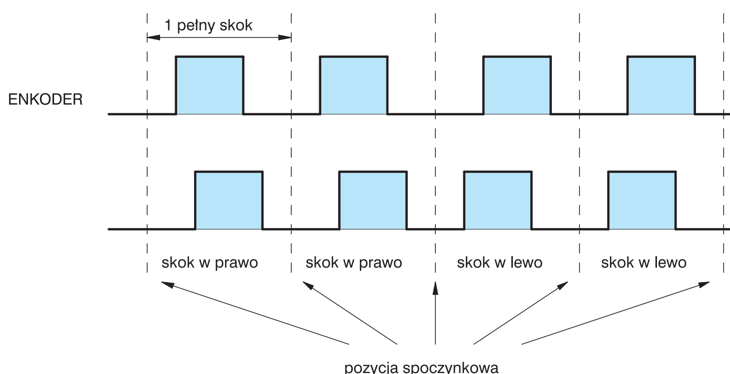
◊ **R.K.**

Profesjonalny mikser stereofoniczny cz. 5



W ostatniej części sagi o mikserze pozostał jeszcze do zaprezentowania układ komutacji odsłuchu. Jego zadaniem jest zdalne przełączanie sygnałów z wyjść słuchawkowych we wzmacniaczach kanałowych i doprowadzenie ich do toru słuchawkowego. Oprócz tego do wejść układu doprowadzony jest także sygnał z wyjść słuchawkowych torów sumy.

W torze słuchawkowym znajduje się obrotowy enkoder. Jest to rodzaj obrotowego przełącznika dwusekcyjnego, na którego wyjściu otrzymuje się sygnały przesunięte w fazie (rys. 45). Przesunięcie fazy jest zależne od kierunku obracania osi przełącznika, która może wykonywać obrót o 360° bez ograniczeń. Podobne enkodery można spotkać w niektórych programatorach kuchenek gazowych i elektrycznych. Ponadto zastosowany w stole mikserskim enkoder posiada dodatkowy mikrowłącznik, którego styki zostają zwarte po wciśnięciu ośki. Mechaniczna konstrukcja enkodera zapewnia 12 skoków na jeden pełny obrót osi. Produkowane są także enkodery z 24 skokami na obrót. Jak widać z rysunku 45 w pozycji spoczynkowej oba wyjścia enkodera są rozwarte. Podczas obracania ośki w prawo o jeden skok najpierw pojawia się impuls na górnym wykresie, a następnie na dolnym. Przy obrocie ośki o jeden skok w lewo kolejność pojawiania się impulsów jest odwrotna. Oczywiście przebiegi z rysunku 45 są idealizowane. W układzie rzeczywistym mamy do czynienia z odbiciami i drganiami styków, tak że sytuacja wcale nie jest ciekawa i wymaga zastosowania środków zaradczych.



Rys. 45 Harmonogramy czasowe pracy enkodera

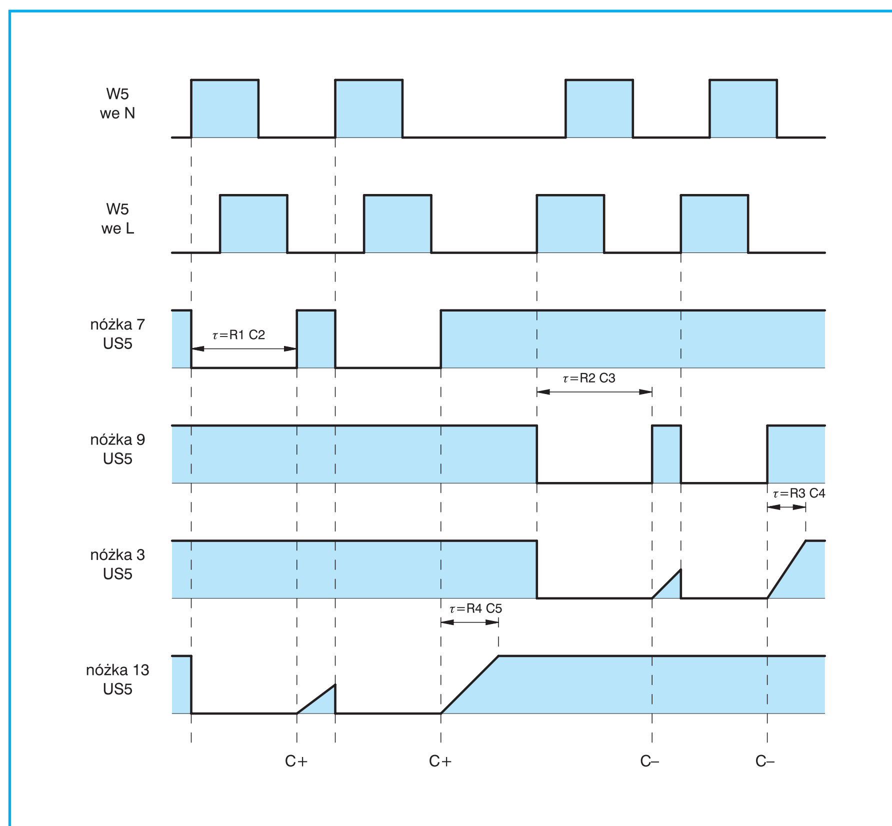
Z wyjść enkodera sygnały doprowadzone są przewodami do układu komutacji (wejścia oznaczone literami „N" i „L" w gnieździe W5). Dalej trafiają one do dwóch identycznych przerzutników monostabilnych. Jeżeli pokręci się ośką enkodera w prawo to sygnał „N" pojawi się wcześniej niż sygnał „L". Narastające zbocze sygnału „N" wyzwoli pierwszy przerzutnik monostabilny (nóżka 4 US5). Na jego zanegowanym wyjściu (nóżka 7 US5) natychmiast po wyzwoleniu pojawi się stan niski. Wyjście zaś pierwszego przerzutnika jest połączone z wejściem zerującym drugiego przerzutnika (nóżka 13 US5). Tak więc drugi przerzutnik zostanie wyzerowany i nie zareaguje na pojawiające się nieco później zbocze sygnału „L".

Po zakończeniu generacji impulsu przez pierwszy przerzutnik jego wyjście zmieni stan na wysoki. Mimo tego drugi przerzutnik będzie w dalszym ciągu wyzerowany przez jakiś czas gdyż jego wejście zerujące, aktywne przy niskim poziomie sygnału, będzie jeszcze przez jakiś czas utrzymywane w stanie zera przez układ RC R4, C5. Zerowanie drugiego przerzutnika następuje szybko, gdyż opadające zbocze sygnału jest przekazywane na wejście zerujące drugiego przerzutnika przez diodę D2.

Takie rozwiązanie eliminuje wszelkie drgania styków pierwszego wyjścia enkodera, równocześnie blokując wpływ stanu styków drugiego enkodera.

Podobna sytuacja występuje gdy pokręci się osią enkodera w lewą stronę wtedy sygnały „L" pojawiają się prędzej niż sygnały „N" i pierwszy przerzutnik monostabilny blokuje drugi przerzutnik.

Wyjścia obu przerzutników doprowadzone są do wejść zegarowych +C –C binarnego licznika rewersyjnego 74LS193. Licznik ten zwiększa swoją zawartość przy pojawieniu się narastającego zbocza sygnału na wejściu +C (nóżka 5 US6), pod warunkiem, że wejście –C (nóżka 4 US6) jest w tym czasie w stanie wysokim. Z kolei doprowadzenie dodatniego zbocza do wejścia –C przy wysokim stanie wejścia +C powo-



Rys. 46 Schemat ideowy układu komutacji

duje zmniejszenie zawartości licznika o jeden. W ten sposób każdy skok enkodera podczas obracania ośki w prawo powoduje zwiększenie zawartości licznika, a każdy skok w lewo powoduje zmniejszanie zawartości licznika.

Sygnał „K" pochodzi z mikrowłącznika znajdującego się w enkoderze. Wciśnięcie ośki powoduje pojawienie się jedynki na wejściu „K" i wyzerowanie licznika. W liczniku US6 wejścia wpisu równoległego X0, X1, X2, X3 nie są wykorzystywane.

Licznik binarny pozwala na uzyskanie 16 różnych stanów (adresów) na wyjściach A, B, C, D. Sygnały te dołączone są bezpośrednio do analogowych multiplekserów US1÷US4. Każdy z układów stanowi multiplekser 1 z 8 lecz dzięki wejściom INHIBIT dwa układy można połączyć ze sobą tworząc multiplekser 1 z 16. Sygnały doprowadzone do wejść INHIBIT muszą mieć jednak odwróconą fazę, co zrealizowano przy pomocy tranzystora T1.

Tak więc przy pomocy enkodera można wybierać dowolnie jedno z wejść dwóch multiplekserów 1 z 16. Do wejść multiplekserów doprowadzone są sygnały z wyjść słuchawkowych wzmacniaczy kanałowych od pierwszego do czternastego. Do wejścia „zerowego" doprowadzony jest sygnał z wyjścia słuchawkowego toru sumy kanału lewego i prawego L i P. Zaś do wejścia piętnastego doprowadzony jest sygnał z toru sumy kanału monitorowego S.

Umieszczenie odsłuchu toru sumy L i P na adresie zerowym pozwala w każdej chwili, po wciśnięciu ośki enkodera, na natychmiastowe przejście do odsłuchu kanałów wyjściowych miksera L i P.

Z wyjść multiplekserów poprzez gniazdo W1 sygnał odsłuchowy kierowany jest do toru wzmacniacza słuchawkowego.

Sygnały analogowe doprowadzone do multiplekserów nie posiadają składowej stałej. Konieczne jest zatem zastosowanie symetrycznego zasilania układów CD 4051, aby sygnał zmienny zawierał się pomiędzy napięciami zasilającymi układy. Do zasilania wykorzystano tu pomocnicze stabilizatory US10 i US11. Napięcia zasilające pochodzą z części zasilacza „analogowego".

Osoba obsługująca stół mikserski musi jednak wiedzieć, który z torów jest w danej chwili odsłuchiwany przez słuchawki. Służy do tego wyświetlacz znajdujący się w torze słuchawkowym. Dla szesnastu różnych torów, które można odsłuchiwać zastosowano jeden dekoder kodu BCD na kod wskaźnika siedmiosegmentowego. Na wyjściu licznika US6 występuje jednak kod

Tabela 1
Porównanie kodów: binarnego i BCD

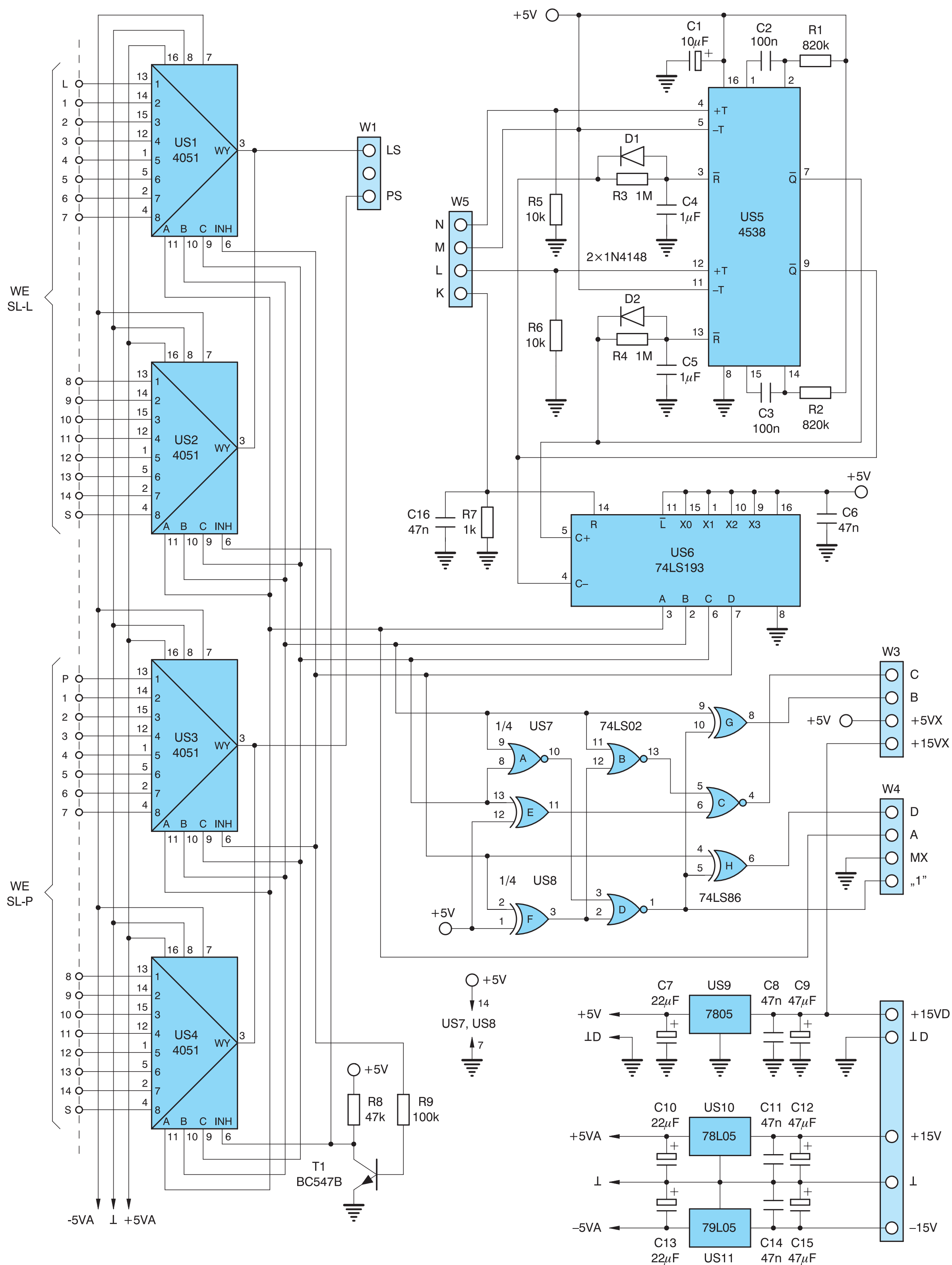
	Kod binarny				Kod BCD			
Nr	A	B	C	D	A	B	C	D
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	1	0	0	0
2	0	1	0	0	0	1	0	0
3	1	1	0	0	1	1	0	0
4	0	0	1	0	0	0	1	0
5	1	0	1	0	1	0	1	0
6	0	1	1	0	0	1	1	0
7	1	1	1	0	1	1	1	0
8	0	0	0	1	0	0	0	1
9	1	0	0	1	1	0	0	1
10	0	1	0	1	0	0	0	0
11	1	1	0	1	1	0	0	0
12	0	0	1	1	0	1	0	0
13	1	0	1	1	1	1	0	0
14	0	1	1	1	0	0	1	0
15	1	1	1	1	1	0	1	0

binarny różny od kodu BCD. Oba kody są zgodne dla adresów od 0 do 9 potem jednak pokazują się rozbieżności co ilustruje Tabela 1.

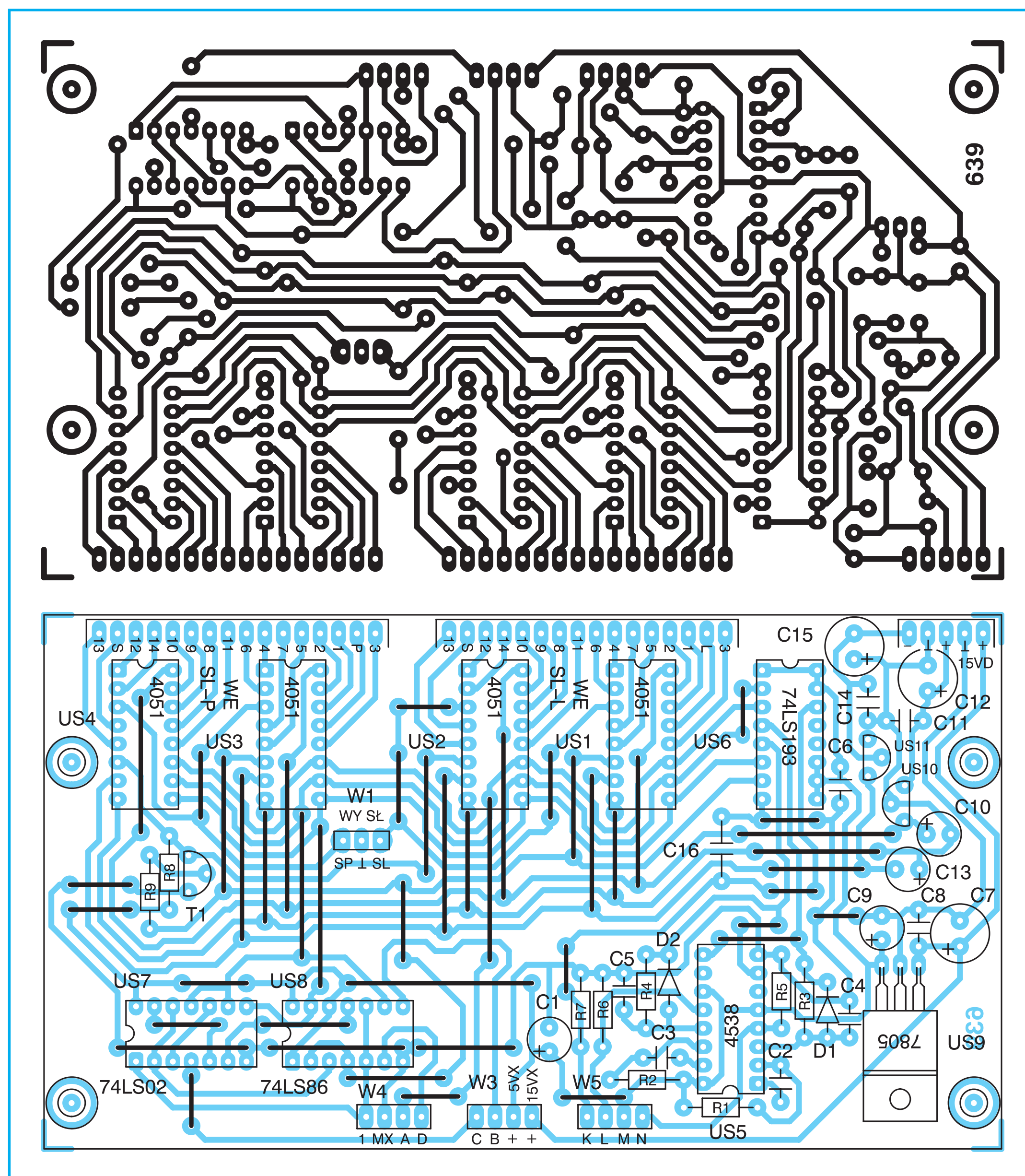
Widać więc wyraźnie, że wyjść licznika US6 nie można bezpośrednio połączyć z wejściami dekodera kodu BCD na kod wskaźnika siedmiosegmentowego. Problem ten nie jest nowy i znane jest jego rozwiązanie. Po prostu należy zbudować układ pośredniczący czyli transkoder kodu szesnastkowego na kod BCD. W jego skład wchodzi osiem bramek logicznych zawartych w układach US7 i US8. Układ transkodera pozwala na otrzymanie na wyjściach A, B, C, D kombinacji sygnałów zgodnych z kodem BCD dla wszystkich sygnałów wejściowych. Ponadto dodatkowy sygnał oznaczony jako „1" pojawia się dla kodów wyższych od 9. Sygnał ten służy do zapalania jedynki na pierwszym wyświetlaczu.

Tak więc teraz układ komutacji pozwala już na dowolne wybranie numeru odsłuchiwanego kanału z jednoczesnym wyświetlaniem go na wyświetlaczu.

Wszystkie układy logiczne zasilane są napięciem pochodzącym z „cyfrowej" części zasilacza. W układzie zastosowano lokalny stabilizator US9 obniżający napięcie +15 V do napięcia +5 V. Tak jak w innych układach miksera rozdzielono masy „analogową" i „cyfrową" minimalizując tym samym zakłócenia jakie mogą dostawać się do czułych wzmacniaczy znajdujących się w mikserze.



Rys. 47 Harmonogramy czasowe pracy układu komutacji



Rys. 48 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

Montaż i uruchomienie układu komutacji

Układ komutacji mieści się na jednej płytce drukowanej. Przed montażem elementów trzeba w płytce rozwiercić wiertłem o średnicy 3,2 mm cztery otwory mocujące. Potem można przystąpić do montażu elementów. Obowiązują tu ogólne zasady. Stabilizator US9 montuje się płasko na płytce drukowanej. Nie wymaga on żadnego radiatora. Dwa rzędy otworów po stronie wejść multiplekserów należy wlutować dwa pojedyncze rzędy „pinów" po 16 nóżek w każdym.

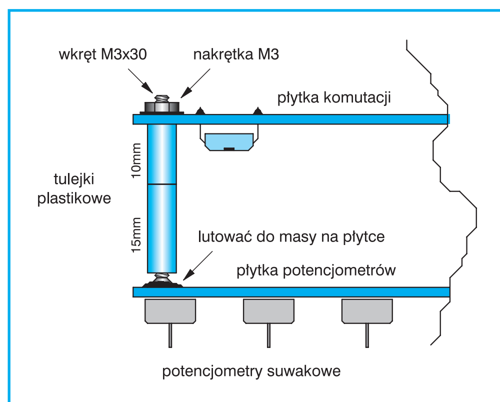
Do połączenia układu komutacji ze wzmacniaczem słuchawkowym wygodnie jest przygotować wiązkę przewodów wlutowaną w gniazda W1, W3, W4, W5. Przewody wiązki powinny być zakończone wtyczkami, które nakłada się na rzędy „pinów" we wzmacniaczu słuchawkowym. Podobnie należy uczynić z wiązką pięciu przewodów zasilających. Wtyczkę zasilania podłącza się do gniazda GL (słuchawki) w zasilaczu. Kolejność wszystkich przewodów w ramach poszczególnych gniazd jest zgodna z kolejnością we wzmacniaczu słuchawkowym i zasilaczu. Także numery gniazd i oznaczenia przewodów są po obu stronach takie same.

Przewody wyjściowe z układu komutacji prowadzone z gniazda W1 nie muszą być ekranowane. Wystarczy tu taśma klejona z trzema żyłami. Środkowa żyła jest połączona z masą tylko po stronie wzmacniacza słuchawkowego. Pole lutownicze masy w układzie komutacji jest odizolowane. Zapobiega to powstaniu pasożytniczej pętli masy. Sama zaś środkowa żyła masy zapewnia minimalizację przesłuchu pomiędzy kanałami lewym i prawym.

Po wykonaniu wszystkich opisanych połączeń można przystąpić do uruchamiania układu komutacji. Właściwie nie ma tu co uruchamiać wystarczy tylko sprawdzenie poprawności działania. Po włączeniu napięcia zasilającego mikser na wyświetlaczu powinna pojawić się dowolna liczba. Wciśnięcie ośki enkodera powinno zaowocować wyświetleniem na wyświetlaczu zera. Następnie można sprawdzić działanie układu wybierania kanałów. Kręcąc ośką enkodera w prawo powinno uzyskać się zwiększanie liczby na wyświetlaczu, zaś kręcenie ośką w lewo powinno zmniejszać wyświetlaną liczbę. Jeżeli jest na odwrót wystarczy zamienić ze sobą przewodu „N" i „L" w gnieździe W5. Zbyt szybkie obracanie ośki nie będzie wywoływało żadnych zmian na wyświetlaczu.

Następnie trzeba sprawdzić działanie multiplekserów. W tym celu należy sprawdzić przechodzenie sygnału z poszczególnych wejść kanału lewego i prawego. Podczas wyświetlania zera przez wyświetlacz powinny być włączone wejścia L i P multiplekserów. Zaś przy wyświetlaniu liczby 15 włączone są wejścia S w obu multiplekserach.

Jeżeli wszystko działa poprawnie można przystąpić do dalszego montażu. Pozostaje teraz pracochłonne wykonanie wiązek przewodów doprowadzających sygnały ze wzmacniaczy kanałowych oraz z torów sumy. Wiązki powinny być zakończone z obu stron wtyczkami co znacznie



Rys. 49 Montaż płytki układu komutacji do bloku wzmacniaczy kanałowych

ułatwi montaż. Należy dokładnie dobrać długość poszczególnych przewodów, nie mogą być one za długie ani za krótkie. Po stronie wyjść słuchawkowych we wzmacniaczach kanałowych zastosowano separujące przewody masy. Tak więc z każdego wzmacniacza kanałowego wychodzą cztery przewody. Przed samymi wtyczkami po stronie układu komutacji żyły połączone z masą obcina się. Do wtyczek trafiają same przewody sygnałowe.

Oddzielną wiązkę należy przygotować dla przewodów idących do torów sumy. Także tu po stronie układu komutacji żyły masy obcina się.

Całe okablowanie sprawia trochę kłopotu i wymaga pewnego nakładu pracy, tym bardziej, że nie można popełnić żadnej omyłki.

Płytka układu komutacji musi być przymocowana do bloku wzmacniaczy kanałowych. Jest ona umieszczona pod potencjometrami suwakowymi. Niestety wcześniej planowano przymocowanie płytki do dolnej części obudowy miksera ale okazało się to niemożliwe z uwagi na kłopoty z późniejszym montażem urządzenia w obudowie. Dlatego też po stronie druku płytki potencjometrów należy przylutować do pól masy cztery długie wkręty M3×30, na które nakłada się plastikowe tulejki o długości 15 i 10 mm. Na te „nóżki" nakłada się płytkę układu komutacji i przykręca nakrętkami. Pokazano to na rysunku 49.

Całą procedurę montażu należy jednak rozpocząć od tyłu. Najpierw należy starannie pocynować główki wkrętów. Wkręty galwanizowane mogą wymagać oczyszczenia papierem ściernym. Później wkręty M3 przykręca się do płytki komutacji za pośrednictwem tulejek. Tak przygotowany blok przykłada się do spodu płytki potencjometrów i lutuje dobrze rozgrzaną lutownicą. Należy zwrócić uwagę aby wszystkie główki wkrętów wypadały na masie płytki potencjometrów. Samo lutowanie powinno trwać krótko, gdyż dłuższe grzanie wkrętów może doprowadzić do stopienia się tulejek plastikowych. Dzięki takiej kolejności montażu płytka komutacji będzie dokładnie pasowała do czterech „nóżek".

Na tym już kończymy opis profesjonalnego stołu mikserskiego. Mama nadzieję, że nakład sił i środków włożonych w ten projekt zadowoli naszych Czytelników, fanów elektroakustyki i zabawy z nagłaśnianiem różnego rodzaju imprez muzycznych.

Pragnę zapewnić wszystkich Czytelników, że mikser został sprawdzony w całości. Na dzień dzisiejszy brakuje mu tylko obudowy, która jest w trakcie produkcji.

Wykaz elementów:

Półprzewodniki	
US1÷US4	– CD 4051
US5	– CD 4538
US7	– 74LS02
US6	– 74LS193
US9	– LM 7805
US10	– LM 78L05
US11	– LM 79L05
T1	– BC 547B
D1, D2	– 1N4148
Rezystory	
R7	– 1 kΩ/0,125 W
R5, R6	– 10kΩ/0,125 W
R8	– 47 kΩ/0,125 W
R9	– 100 kΩ/0,125 W
R1, R2	– 820 kΩ/0,125 W
R3, R4	– 1 MΩ/0,125 W
Kondensatory	
C6, C8, C11, C14, C16	– 47 nF/50 V ceramiczny
C2, C3	– 100 nF/63 V MKSE-20
C4, C5	– 1 μF/63 V MKSE-20
C1	– 10 μF/25 V
C7, C10, C13	– 22 μF/25 V
C9, C12, C15	– 47 μF/25 V
płytka drukowana numer 639	

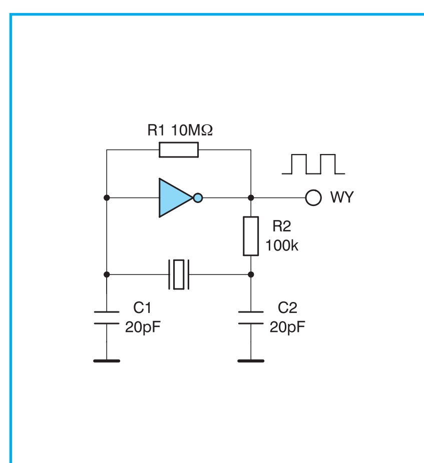
Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.
Cena: płytka numer 639 – 11,50 zł
+ koszty wysyłki (11 zł).

◊ *mgr inż. Dariusz Cichoński*

Pomysły układowe – – prosty generator kwarcowy

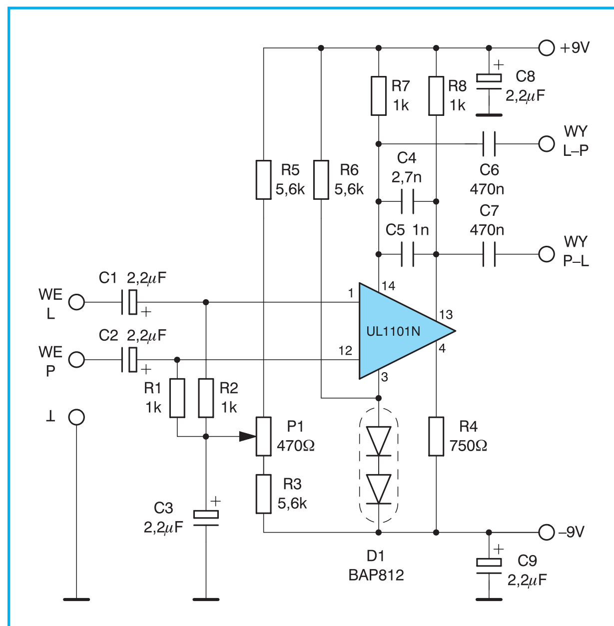
Dysponując jedną wolną bramką logiczną CMOS można zbudować prosty generator kwarcowy (rys. 1). Tego typu generator bez problemów pracuje z rezonatorami kwarcowymi o częstotliwościach od 1 MHz do 10 MHz. Bramka pracuje w tym układzie jako aktywny wzmacniacz. Rezystor R1 służy do linearyzacji charakterystyki przejściowej bramki. W niektórych przypadkach może zachodzić potrzeba dobrania wartości kondensatorów C1 i C2. Generator powinien być odseparowany od pozostałych układów przy pomocy bufora, którego rolę pełni kolejna bramka CMOS.

◊ *Redakcja*



Rys. 1 Schemat prostego generatora kwarcowego

Układ poszerzania pola odsłuchowego



Rys. 1 Schemat wzmacniacza różnicowego do uzyskiwania sygnałów tylnych kanałów w urządzeniach pseudokwadrofonicznych

W dobie nowoczesnych układów elektronicznych surround zapominamy często o „czystym” stereo. Opisany układ pochodzi z czasów urządzeń pseudokwadrofonicznych i służy właściwie do poszerzenia pola odsłuchowego. Poprzez proste odejmowanie od siebie, sygnałów obu kanałów stereo, otrzymuje się dodatkowy sygnał dla kanałów tylnych L–P, P–L. Powstały efekt, uzyskany prostą metodą jest dopełnieniem zwykłego formatu zapisu stereo o poszerzonym polu odsłuchowym. Ponieważ nie jestem zwolennikiem łączenia kanałów we wspólny, tylny kanał surround, zgodny z nowoczesną metodą kodowania ścieżek filmowych, ani nie preferuję sztucznych efektów pseudo surround tworzących efekty ze zwykłego sygnału stereo i dodatkowo torów „satelita – subwoofer”, wykorzystuję opisywany układ z powodzeniem do dziś.

Zapewne przydałaby się renowacja (zbudowanie z nowocześniejszych elementów) albo dodanie bloków dynamiki. Tutaj zwracam się z prośbą o zainteresowanie specjalistów Waszego Zespołu. Warunki laboratoryjne umożliwiają Państwu na przeniesienie układu we współczesność.

Poniżej przytaczam schemat układziku z roku 1978, zaczerpniętego z czasopisma „Radioamator i Krótkofalowiec”. Ponadto pozwalam sobie przypomnieć układ wewnętrzny kostki UL1101.

Powtarzam że dla lepszego efektu podczas słuchania muzyki, układ powinien przenosić pełne pasmo, a tor akustyczny kanałów przednich (podstawowych) powinien być jak najlepszej jakości. Oczywiście ścieżka towarzysząca normalnemu przekazowi telewizyjnemu stereo, może być również uatrakcyjniona. Sposób realizacji wzmacniacza mocy (najlepiej wykorzystać starszy zintegrowany wzmacniacz) oraz metodę regulacji wzmocnienia kanałów tylnych, pozostawiam inwencji twórczej. Osobiście wystarcza mi gałka głośności dodatkowego wzmacniacza.

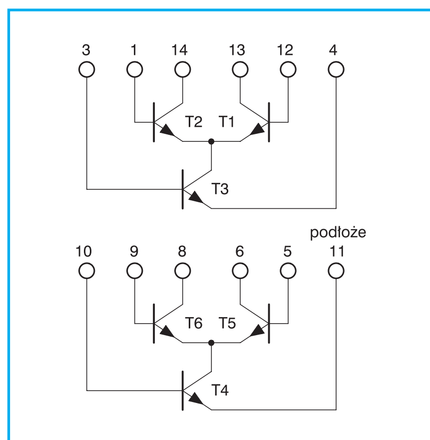
Mam nadzieję że ten prosty układ może wzbudzić zainteresowanie miłośników słuchania muzyki (a nie tylko efektów kina domowego) w sposób pełniejszy i ciekawy.

◊ ***Marek Woźniak***

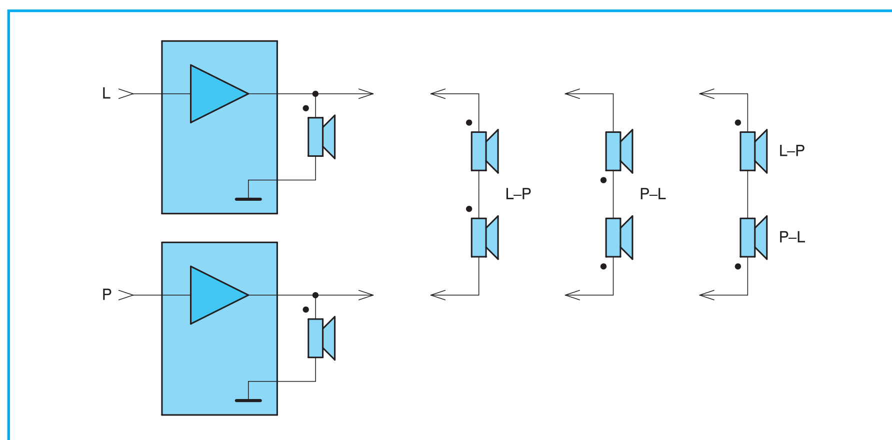
Od redakcji

Osobiście zgadzam się z Pańskimi poglądami dotyczącymi odsłuchu muzyki. Efekty surround są dobre w kinie domowym, choć twórcy filmów tworzą efekty nierealistyczne, można by rzec efekciarskie. Przykładem może być strzelanina, którą widzę przed sobą na ekranie. Natomiast odgłos nienaturalnie silny spadających łusek dobiega do mnie z tyłu. Kłóci się to z tym co odbieram zmysłem wzroku, gdyż na ekranie łuski spadają przede mną. Mogę powiedzieć, że ok. 10% efektów jest zgodnych z tym co pokazuje obraz. Wielką zaletą kina domowego jest wprowadzenie do systemu audio subwooferów, które bardzo dobrze przenoszą niskie tony. Ponadto doskonałe jest jakościowe nagrywanie efektów, które dosłownie mogą porażać widza.

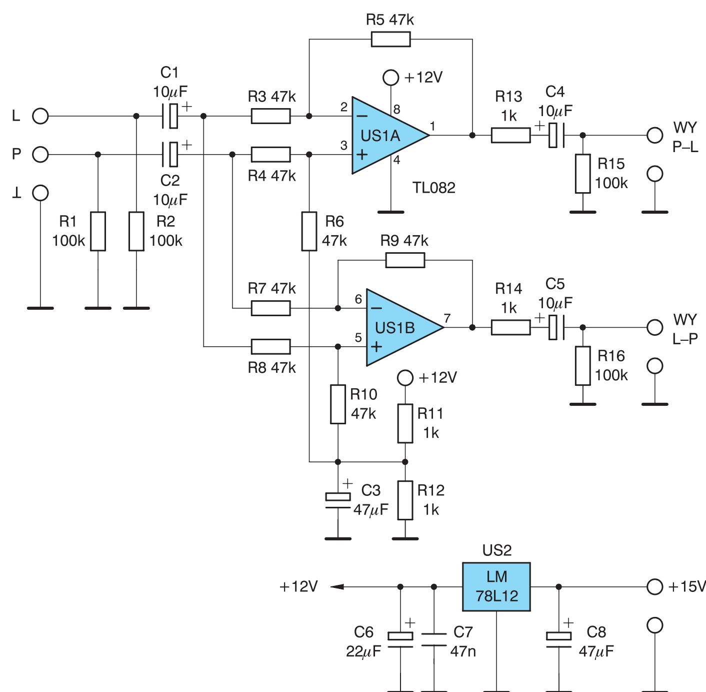
Jednakże moją główną pasją jest muzyka i przede wszystkim na tym polu zabiegam o taki efekt, który pozwala mi na jak najlepszy odbiór. Nie jestem fanem High-Endu ani innych „cudów” techniki z nim związanych. Cenię sobie zdrowy rozsądek. Wszak ucho nie jest mikrofonem a moja głowa analizatorem widma. Uważam jednak, że dwie kolumny to stanowczo za mało, dla stworzenia plastycznego dźwięku. Najbardziej odpowiada mi rozwiązanie z kolumnami tylnymi podłączonymi w układzie ambiofonii. Jest to



Rys. 2 Schemat wewnętrzny układu UL. 1101



Rys. 3 Schemat układu ambiofonicznego podłączenia kolumn tylnych



Rys. 4 Schemat układu wytwarzania różnicy kanałów L–P i P–L

stary i dość tani w realizacji wynalazek. Być może przyzwyczaiłem się do brzmienia muzyki w tym układzie, gdyż stosuję go w swoim domu od wielu lat. Schemat podłączenia ambiofonicznego przedstawiono na rysunku 3.

Możliwe są trzy warianty podłączenia. We wszystkich rozwiązaniach korzysta się z sygnału różnicy kanałów stereofonicznych włączając kolumny tylne pomiędzy „gorące" zaciski wzmacniacza mocy. Pierwsze dwa są prawie identyczne. Tylne głośniki wytwarzają różnicę sygnałów L–P albo P–L.

Generalnie ucho ludzkie nie jest wrażliwe na fazę fali akustycznej. Sytuacja taka dotyczy jednak tylko pojedynczego źródła dźwięku. W przypadku stereofonii cały efekt zasadza się na różnicy faz pomiędzy kanałami. Dlatego też w zależności od wielu czynników takich jak rozmieszczenie głośników, kształt i wymiary pomieszczenia można uzyskać różne efekty wysyłając na tylne kolumny sygnał L–P lub P–L. Odejmowanie sygnałów dokonuje się w tym przypadku na samych głośnikach. Kierunek odejmowania zależy od fazy w której podłączone są głośniki.

Nieco inny efekt można uzyskać podłączając głośniki tylne w przeciwnych fazach jak pokazano to na rysunku 3 po prawej stronie. W tym układzie jeden głośnik odtwarza różnicę L–P a drugi P–L. Układ ten jest odpowiednikiem rozwiązania przedstawionego przez Czytelnika.

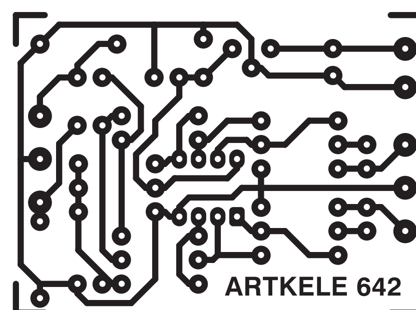
Efekty przy wszystkich rodzajach podłączeń są bardzo podobne do siebie. Jednakże warto spróbować wszystkich trzech kombinacji i ocenić która brzmi najlepiej. Do porównań wskazane jest odtwarzanie muzyki z którą jesteśmy bardzo dobrze osłuchani. Wtedy łatwiej jest dostrzec różnicę.

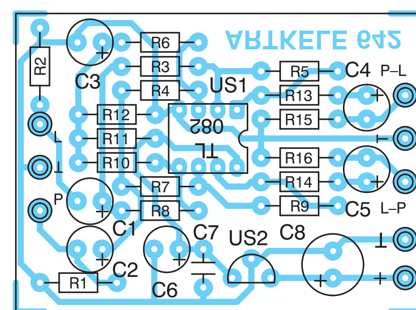
Przedstawione na rysunku 3 układy ambiofonii biernej są proste lecz nie zawsze możliwe do zastosowania. Wadą ich jest brak możliwości niezależnej regulacji głośności kanałów tylnych i przednich. Nie wszystkie wzmacniacze mocy będą dobrze pracowały przy różnicowym podłączeniu głośników, niektóre po takim ich potraktowaniu potrafią się wzbudzać. Generalnie rozwiązanie to jest dobre przy wzmacniaczach dużej mocy posiadających odpowiedni zapas. Można przyjąć, że kryterium to spełniają wzmacniacze o mocy znamionowej większej niż 60 W ciągłej mocy sinusoidalnej.

Na rysunku 4 przedstawiono schemat prostego i taniego układu wytwarzania sygnałów różnicy kanałów. Układ jest analogiczny do tego z rysunku 1. Zastosowano tu dwa wzmacniacze różnicowe do wejść których doprowadzono sygnały L i P. Poprzez kombinację doprowadzeń sygnałów na ich wyjściach otrzymuje się różnicę sygnałów kanału L–P i P–L. W układzie z powodzeniem można zastosować typowy wzmacniacz operacyjny średniej klasy. Dla bardziej wymagających polecam jeden ze wzmacniaczy przeznaczonych do zastosowań audio: LM 833, MC 33078, LM 837, LF 347, LF 351, LF 353, LF 411, LF 415.

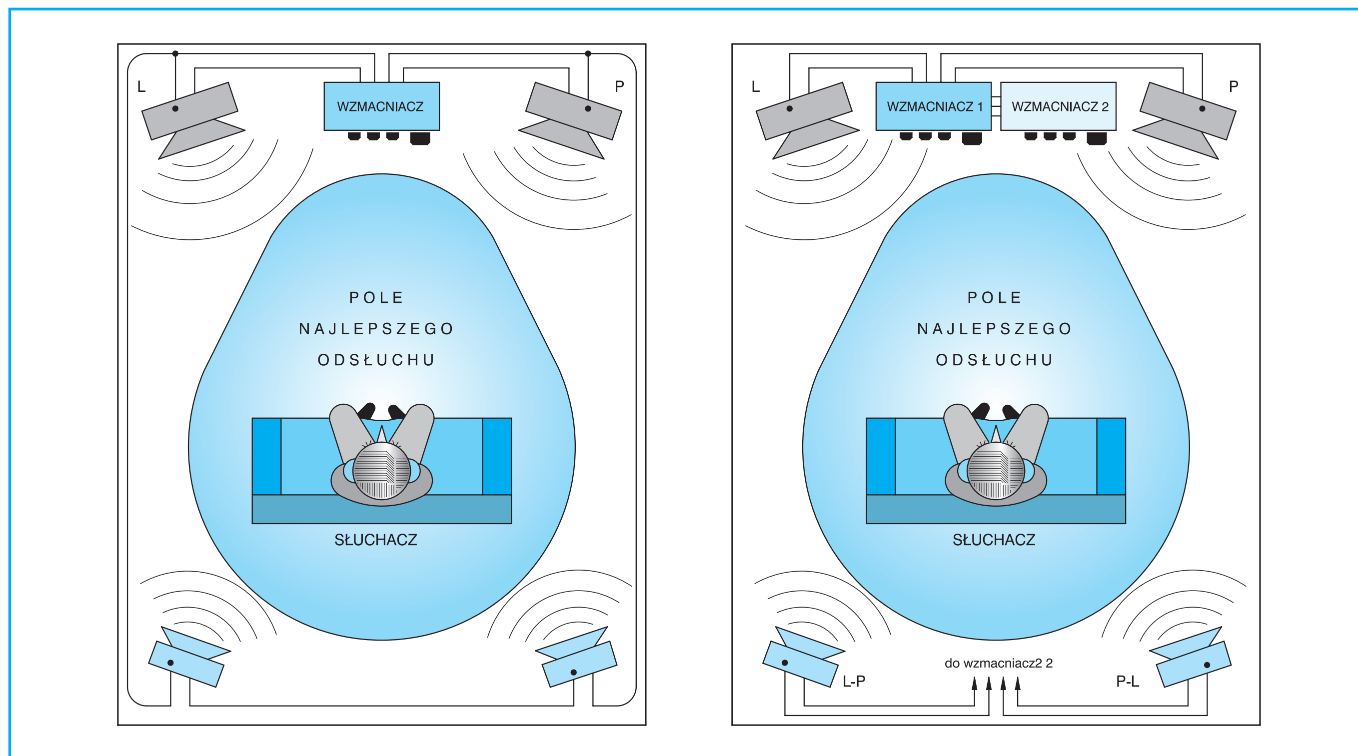
Układ może być zasilany napięciem niestabilizowanym z przedziału 8÷15 V. Pobiera on prąd rzędu 10 mA. Do wyjścia układu należy podłączyć wzmacniacz mocy. Moc dodatkowego wzmacniacza nie musi być duża i może wynosić 50% mocy wzmacniacza zasilającego kolumny kanałów przednich. Regulacja barwy nie jest konieczna, można korzystać z sygnału wyprowadzonego za regulacją barwy dźwięku wzmacniacza kanałów przednich. Natomiast bardzo wygodna jest regulacja wzmocnienia i ewentualnie balansu. Regulacje te umożliwiają dozowanie efektu według własnych gustów.

Przy wszelkich próbach gorąco polecam kierowanie się własnymi wrażeniami i ocenami. Nie jest istotne czy brzmienie podoba się innym. Wszak każdy ma własny gust i własne preferencje odsłuchowe. Uszy to nie mierniki. Jedno jest pewne warto pokusić się o zainstalowanie kanałów tylnych. Większość osób bez problemu zauważa i pozytywnie ocenia poprawę plastyczności dźwięku, który wypełnia całe pomieszczenie.





Rys. 5 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów



Rys. 6 Przykładowe rozmieszczenie zestawów głośnikowych w systemie ambiofonii biernej i aktywnej

Na rysunku 6 przedstawiono rozmieszczenie zestawów głośnikowych w pomieszczeniu wraz z połączeniami elektrycznymi. Pierwszy z rysunków dotyczy ambiofonii biernej, zaś drugi rysunek przedstawia połączenia przy wykorzystaniu drugiego wzmacniacza i proponowanego w artykule układu wytwarzania sygnałów różnicy kanałów lewego i prawego.

Rozmieszczenie kolumn takie jak przedstawiono na rysunku nie jest obowiązujące. Kolumny przednie powinny być oddalone od siebie na odległość ok. 3 m co zapewnia prawidłowe uzyskanie efektu stereofonicznego. Wymagania zaś dotyczące posadowienia kolumn tylnych są dużo mniejsze. Z powodzeniem można je umieścić po bokach pokoju. Dla dobrego odbierania efektu powinny się one jednak znajdować nieco z tyłu za słuchaczem.

Przy rozmieszczeniu kolumn zgodnym z rysunkiem uzyskuje się największą z możliwych przestrzeń dobrego odsłuchu. Przyjmuje ona kształt gruszki i wypełnia prawie cały pokój. Nie można jednak zasiadać zbyt blisko kolumn przednich, gdyż ich dźwięk będzie odbierany jako dominujący i zamaskuje efekty docierające do słuchacza z kolumn tylnych.

Wymagania akustyczne stawiane kolumnom tylnym nie są wygórowane. Wystarczy gdy będą one przenosiły środkowe częstotliwości pasma akustycznego. Z powodzeniem można tu wykorzystać mniejsze kolumny z zestawów kina domowego. Zajmują one mniej miejsca i kosztują też znacznie mniej.

Tak jak we wszystkich pomieszczeniach odsłuchowych dla uzyskania dobrego efektu niezbędne jest wyeliminowanie rezonansów i odbić dźwięku. W warunkach domowych najłatwiej osiągnąć ten cel stosując miękkie dywany, zasłony i draperie. Nieregularne rozmieszczenie mebli także poprawia warunki odsłuchu. Nawet taki drobiazg jak tapety na ścianach wpływają korzystnie na akustykę pomieszczenia.

Wpływ mebli i innych przedmiotów codziennego użytku na akustykę pomieszczenia można zauważyć wyraźnie podczas remontu pomieszczenia. W pustym, pozbawionym mebli pokoju, z gołymi ścianami akustyka jest zupełnie inna. Mowie towarzyszy nieprzyjemny pogłos zupełnie jednak różny od miłej akustyki starych gotyckich kościołów.

Natomiast najgorszym z możliwych rozwiązań są wyszpachlowane na gładko ściany, a także nowoczesne meble z dużymi powierzchniami szkła i stali. Wszystkie płaszczyzny twarde i gładkie doskonale odbijają dźwięk powodując powstawanie tak niepożądanego pogłosu.

Na sam koniec życzę miłej zabawy i przyjemnego odsłuchu z umiarkowaną głośnością, aby nie zatruwać życia sąsiadom. Jednakże słuchanie muzyki zbyt cichej także nie pozwoli na usłyszenie wszystkich jej subtelności. Tak jak wszędzie niezbędny jest zdrowy rozsądek.

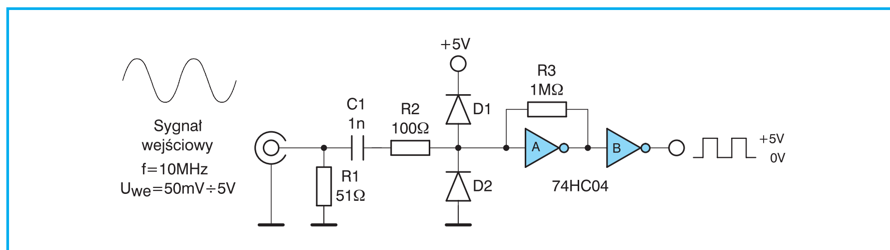
Wykaz elementów:

Półprzewodniki	
US1	– TL 082
US2	– LM 78L12
Rezystory	
R11÷R14	– 1 kΩ/0,125 W
R3÷R10	– 47 kΩ/0,125 W
R1, R2, R15, R16	– 100 kΩ/0,125 W
Kondensatory	
C7	– 47 nF/50 V ceramiczny
C1, C2, C4, C5	– 10 μF/25 V
C6	– 22 μF/25 V
C3, C8	– 47 μF/16 V
płytka drukowana numer 642	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.
Płytki można zamawiać w redakcji PE.
Cena: płytka numer 642 – 3,00 zł
+ koszty wysyłki (11 zł).

◊ *Dariusz Cichoński*

Pomysły układowe – prosty wzmacniacz wejściowy do częstościomierza



Rys. 1 Schemat ideowy prostego wzmacniacza do częstościomierza

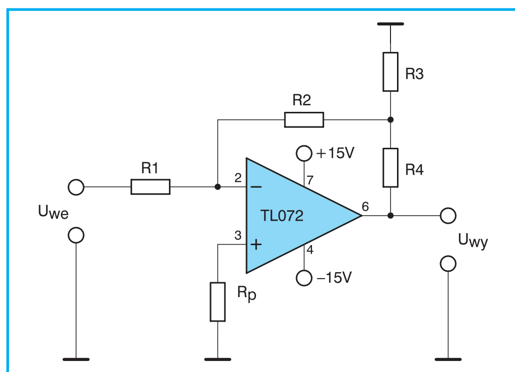
Na rysunku 1 zamieszczono schemat prostego wzmacniacza do częstościomierza. Jako element wzmacniający zastosowano tu bramkę negacji. Rezystor R3 łączący wejście bramki z wyjściem tworzy pętlę sprzężenia zwrotnego zmniejszając wzmocnienie bramki, co wpływa na linearyzację jej charakterystyki. Takie sprzężenie powoduje, że napięcie wyjściowe bramki ustala się w pobliżu połowy napięcia zasilania. Dotyczy to także wejścia bramki. W związku z tym każda niewielka zmiana sygnału na wejściu powoduje wytrącenie bramki z równowagi i pojawienie się znacznie większej zmiany na wyjściu. Za uformowanie czystego już sygnału cyfrowego odpowiedzialny jest drugi negator, którego wyjście można już bez najmniejszych problemów połączyć z dalszymi blokami częstościomierza.

Czułość prezentowanego układu osiąga poziom 50 mV przy częstotliwości 10 MHz co jest naprawdę dobrym wynikiem.

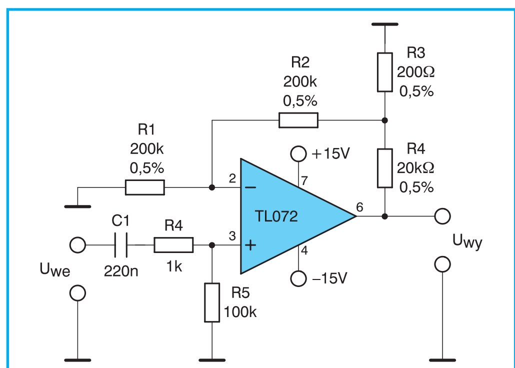
Układ posiada małą impedancję wejściową ustaloną rezystorem R1. Można ją zwiększyć nawet do 10 kΩ zmieniając wartość rezystora. Może to jednak spowodować niestabilność układu przy otwartym wejściu. Układ posiada zabezpieczenie przed przekroczeniem amplitudy sygnału. Rolę tą spełniają diody D1 i D2 wraz z rezystorem R2.

◊ ***Redakcja***

Pomysły układowe – – wzmacniacz operacyjny w układzie potencjometrycznym



Rys. 1 Układ potencjometrycznego wzmacniacza odwracającego



Rys. 2 Układ potencjometrycznego wzmacniacza nieodwracającego

W klasycznym układzie odwracającego fazę wzmacniacza operacyjnego uzyskuje się niewielką rezystancję wejściową. Zwiększenie wartości rezystora po stronie wejścia pociąga za sobą konieczność znacznego zwiększenia wartości rezystora w sprzężeniu zwrotnym. Generalną zasadą eliminującą kłopoty ze wzmacniaczami operacyjnymi jest stosowanie w ich obwodach rezystorów nie przekraczających wartości 100 kΩ. Nie jest to oczywiście jakieś formalny ograniczenie. Duże wartości rezystorów wraz z pojemnościami pasożytniczymi ograniczają pasmo przenoszenia wzmacniacza.

Bardzo wygodnym choć rzadko stosowanym rozwiązaniem jest układ potencjometrycznej pętli sprzężenia zwrotnego we wzmacniaczu odwracającym. Rozwiązanie takie przedstawiono na rysunku 1.

W układzie tym pojedynczy rezystor zastąpiono czwórnikiem T. W skład którego wchodzą rezystory R2, R3, R4.

Wzmocnienie układu podane jest wzorem:

$$K_u = \frac{R2}{R1}\left(1 + \frac{R4}{R2} + \frac{R4}{R3}\right)$$

Dla minimalizacji napięcia niezrównoważenia wzmacniacza wartość rezystora R_p powinna być równa rezystancji widzianej od strony wejścia odwracającego. W większości przypadków R_p sprowadza się to do wartości równoległego połączenia rezystorów R1 i R2.

Układ wzmacniacza potencjometrycznego jest stosowany wszędzie tam gdzie potrzebna jest duża rezystancja wejściowa lub też duże wzmocnienie.

Układ potencjometryczny można także wykorzystać we wzmacniaczach nieodwracających o dużym wzmocnieniu. Praktyczny schemat wzmacniacza o wzmocnieniu 200 V/V i impedancji wejściowej 100 kΩ przedstawiono na rysunku 2. Wzmocnienie tego układu opisane jest wzorem:

$$K_u = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)\left(1 + \frac{R4}{R3}\right)$$

przy założeniu, że R1+R2>>R3.

W tym przypadku konieczność zastosowania sprzężenia potencjometrycznego została narzucona przez dużą impedancję wejściową.

◊ ***Redakcja***

Długość przewodów mikrofonowych i głośnikowych w warunkach estradowych

Po opublikowaniu kilku artykułów poświęconych elektroakustycznym urządzeniom estradowym wiele razy zetknąłem się z pytaniem, czy długość przewodów mikrofonowych jest ograniczona jakimiś czynnikami. Podobne pytanie dotyczy przewodów głośnikowych.

Odpowiedź na te pytania jest dość prosta. W zasadzie istnieją dwa czynniki ograniczające długość kabli połączeniowych, a w szczególności mikrofonowych. Pierwszym czynnikiem są zakłócenia jakie mogą przenikać przez ekran kabla do żył. W zasadzie nie ma tu żadnych reguł poza tą, że im krótszy kabel, tym szansa na przenikanie zakłóceń jest mniejsza. Współczesne kable estradowe charakteryzują się bardzo dobrą jakością wykonania ekranu, tak więc ochrona jest skuteczna. Dodatkowo zastosowanie symetrycznych wejść w przedwzmacniaczach mikrofonowych także w dużym stopniu poprawia odporność na zakłócenia. Oczywiście może się zdarzyć sytuacja, w której przez krótszy kabel wniknie więcej zakłóceń niż przez kabel dłuższy. Najczęściej przyczyną jest położenie kabla mikrofonowego wzdłuż kabli zasilających, głośnikowych, lub oświetleniowych. Te ostatnie są największym źródłem zakłóceń.

Druga i najważniejsza przyczyna ograniczenia długości kabla mikrofonowego jest bardziej prozaiczna. Przyczyną tą jest pojemność kabla. Kabel mikrofonowy, zresztą jak każdy inny kabel wykazuje pewną pojemność rozproszoną pomiędzy żyłami. Natomiast sam mikrofon jako źródło sygnału posiada pewną impedancję wewnętrzną. Impedancja większości dynamicznych mikrofonów estradowych zawiera się w granicach od 200 Ω do 600 Ω. Ogólnie rzecz biorąc mikrofony o wyższej impedancji charakteryzują się większą czułością.

Impedancja wewnętrzna mikrofonu wraz z pojemnością kabla mikrofonowego tworzą filtr dolnoprzepustowy ograniczający od góry pasmo przenoszonych przez układ częstotliwości. W praktyce przyjmuje się, że reaktancja pojemnościowa kabla mikrofonowego powinna być 5-krotnie większa od impedancji wewnętrznej mikrofonu dla największej przenoszonej częstotliwości akustycznej. Zakładając, że częstotliwość graniczna wynosi 16 kHz maksymalną długość kabla mikrofonowego można wyznaczyć ze wzoru:

$$l_{max}\left[m\right] = \frac{2 \cdot 10^6}{R \cdot C}$$

gdzie:
R – impedancja wewnętrzna mikrofonu w Ω;
C – pojemność jednostkowa kabla mikrofonowego w [pF/m].

Typowa wartość pojemności kabla wynosi 100 pF/m. Bardzo prosto też można ją zmierzyć przy pomocy miernika pojemności, lub odpowiedniej przystawki. W tym celu mierzy się pojemność całego kabla, a następnie otrzymany wynik dzieli się przez długość kabla podaną w metrach.
Dla przykładu mając mikrofon o impedancji wewnetrznej 200 Ω i współpracujący z nim kabel o pojemności 100 pF/m., maksymalna długość kabla wyniesie:

$$l_{max} = \frac{2 \cdot 10^6}{200 \cdot 100} = 100\ m$$

Natomiast stosując ten sam kabel z mikrofonem o impedancji 600 Ω maksymalna długość spadnie do 33 m.

Za jednym zamachem można rozwiązać zarówno problemy zakłóceń jak i problemy związane z długością kabli mikrofonowych. Wystarczy zastosować dodatkową skrzynkę wzmacniaczy mikrofonowych w pobliżu estrady. Wtedy sygnały do miksera prowadzone są na poziomie linii 0,775 V i nie są podatne na zakłócenia. Ponadto mała impedancja wyjściowa wzmacniaczy pozwala na znacznie większe długości kabli łączących wzmacniacze mikrofonowe ze stołem mikserskim.

W przypadku kabli głośnikowych nie ma potrzeby martwić się o ich pojemność. Impedancja wyjściowa wzmacniaczy mocy jest bowiem bardzo mała i nie grozi tu powstawanie filtru dolnoprzepustowego, który ograniczałby pasmo. Natomiast istotnego znaczenia nabiera rezystancja przewodów, która przy dłuższych odcinkach posiada niebagatelną wartość w porównaniu z impedancją kolumn głośnikowych.

Rezystancja przewodów zależy od trzech czynników: materiału z jakiego są wykonanie, przekroju i długości. Materiał wszędzie jest ten sam, jest nim miedź. Pozostaje więc przekrój i długość.

Do obliczania maksymalnej długości przewodów głośnikowych można posłużyć się prostym wzorem:

$$l_{max}\left[m\right] = 1{,}4 \cdot S \cdot Z_{gł}$$

gdzie:
S – przekrój jednej żyły przewodu w mm^2;
$Z_{gł}$ – impedancja zestawów głośnikowych.
Powyższy wzór zakłada, że na przewodach głośnikowych powstaje 5% spadku napięcia wyjściowego wzmacniacza. Oznacza to, że w przewodach traci się 10% mocy. Warunek ten jest dość rozsądny, gdyż dalsze zmniejszenie strat mocy w przewodach prowadzi do bardzo dużych przekrojów.

Dla przykładu mamy do dyspozycji kabel o przekroju 2,5 mm^2, którym podłączamy zestawy głośnikowe o impedancji 4 Ω. Długość maksymalna przewodów może więc wynosić:

$$l_{max} = 1{,}4 \cdot 2{,}5 \cdot 4 = 14\ m$$

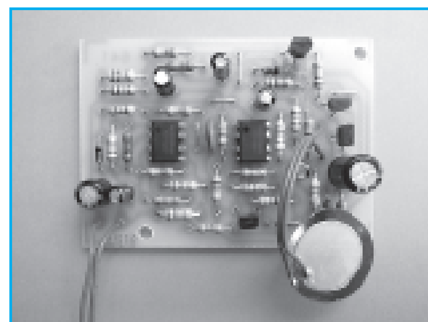
Okazuje się, że to naprawdę niewiele. Chcąc prowadzić dłuższe przewody pozostaje albo pogodzić się z większą stratą mocy albo zwiększyć przekrój przewodów. Długości te są jednak w pełni wystarczające w warunkach domowych.

Jedynym rozsądnym wyjściem z tej kłopotliwej sytuacji jest umieszczanie wzmacniaczy mocy blisko zestawów głośnikowych tak aby kable połączeniowe były możliwie krótkie. Natomiast sygnał ze stołu mikserskiego do wzmacniaczy mocy można poprowadzić długimi kablami bez większego ryzyka ograniczenia pasma i przenikania zakłóceń.

Powyższe przykłady pokazują, że technika nagłaśniania na estradzie jest zupełnie odmienna od tego z czym stykamy się codziennie w naszych domowych wieżach, gdzie problemy długości i przekrojów kabli, oraz zakłóceń są do pominięcia. Warto to sobie uświadomić zaczynając zabawy i eksperymenty ze sprzętem estradowym, który bardzo często jest rozłożony na powierzchni wielu metrów kwadratowych. Na sam koniec można jeszcze dodać, że do nagłośnienia nielicznego zespołu w niewielkiej nawet sali potrzeba łącznie 100 do 200 metrów różnego rodzaju kabli połączeniowych.

◊ ***Dariusz Cichoński***

Akustyczny sygnalizator otwartych drzwi lodówki



W dobie plastikowych butelek do napojów o pojemności 2 l i innych opakowań plastikowych bardzo często zdarza się, że drzwi lodówki samoczynnie otwierają się. Większość lodówek nie posiada wystarczającej ilości miejsca na półkach znajdujących się w drzwiach. Wszelkie umieszczone tam ponadgabarytowe opakowania nie pozwalają na ich zamknięcie. Najgorzej jednak sprawa wygląda w przypadku opakowań plastikowych. Część z nich jest tylko trochę większa niż szerokość drzwi lodówki, które udaje się zamknąć z lekkim użyciem siły. Jednak po pewnym czasie opakowanie powoduje samoczynne otwarcie się drzwi lodówki i kłopot gotowy. Artykuł opisuje układ sygnalizatora akustycznego, który informuje domowników o zbyt długo otwartych drzwiach w lodówce. Zapobiega to rozmarażaniu się lodówki i pozwala zaoszczędzić sporo pieniędzy i pracy przy zbieraniu wody z zalanej podłogi. Tak bowiem zwykle kończy się pozostawienie lodówki z otwartymi drzwiami.

Układ sygnalizatora akustycznego otwartych drzwi lodówki może z powodzeniem posłużyć do innych celów. Można go wykorzystać wszędzie tam gdzie mamy do czynienia z pozostawionym, włączonym urządzeniem elektrycznym. Generalnie jest on przydatny dla osób zapominalskich. Sygnalizator reaguje na pojawienie się napięcia zasilającego układ i po pewnym czasie zaczyna dawać o sobie znać coraz głośniejszymi dźwiękami wszczynając w ten sposób alarm i przywołując domowników.

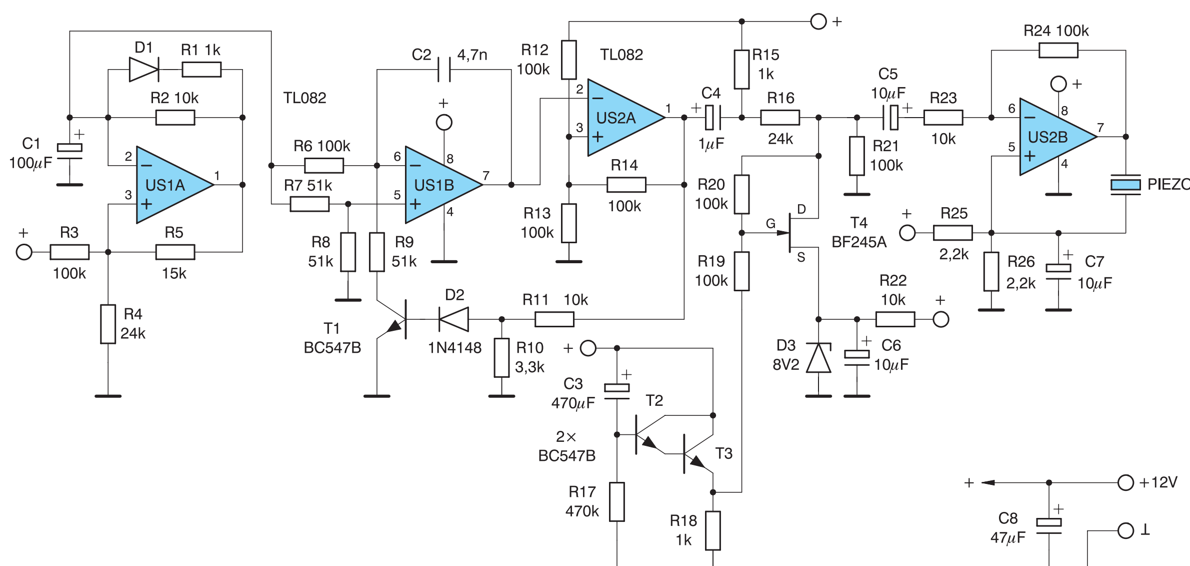
Sam układ sygnalizatora jest może nieco skomplikowany jak na tak proste urządzenie ale zastosowano w nim kilka ciekawych i dość rzadko spotykanych rozwiązań układowych.

Pierwszym blokiem sygnalizatora jest generator piłokształtnego napięcia sterującego. Zbudowano go na wzmacniaczu operacyjnym US1A. Jest to klasyczny układ generatora relaksacyjnego, w którym wykorzystano zjawisko cyklicznego przeładowywania się kondensatora C1.

W pierwszej chwili napięcie na kondensatorze C1 a zarazem na wejściu odwracającym wzmacniacza operacyjnego US1A jest niskie. Natomiast na wejściu nieodwracającym napięcie jest wysokie, za sprawą kombinowany dzielnika napięciowego R3, R4, R5. W takiej sytuacji wyjście wzmacniacza operacyjnego będzie w stanie wysokim. Dzięki temu kondensator C1 ładuje się powoli przez rezystor R2. W tym czasie dioda D1 jest spolaryzowana zaporowo. Napięcie na kondensatorze C1 narasta w tym czasie w przybliżeniu liniowo. Z chwilą gdy wartość napięcia na kondensatorze C1 przekroczy wartość napięcia dostarczanego przez dzielnik R3, R4, R5 do wejścia nieodwracającego nastąpi zmiana stanu wyjścia wzmacniacza operacyjnego z wysokiego na niski. Wywoła to początek fazy rozładowywania kondensatora C1. Będzie się on rozładowywał teraz znacznie szybciej przez równolegle połączone rezystory R1 i R2, dlatego że dioda D1 w tej fazie będzie spolaryzowana w kierunku przewodzenia. Napięcie na kondensatorze będzie zmniejszało się liniowo.

Dzielnik napięciowy R3, R4, R5 zapewnia takie warunki pracy układu, że występujące na nim naprzemiennie napięcie będzie zmieniało się skokowo w przedziale od ok. 1 V do 7 V. Natomiast na kondensatorze C1 otrzyma się napięcie piłokształtne zmieniające się w analogicznych wartościach. Dobierając elementy dzielnika można uzyskać dowolny zakres zmian napięcia wyjściowego, oczywiście pod warunkiem, że mieści się ono w zakresie napięć zasilania.

Częstotliwość pracy generatora zależy od wartości pojemności kondensatora C1 oraz wartości rezystorów R1 i R2. Rezystor R2 wpływa na czas trwania narostu napięcia, a rezystory R1 i R2 na czas opadania napięcia. Dla podanych na schemacie wartości



Rys. 1 Schemat ideowy sygnalizatora otwartych drzwi lodówki

Rys. 2 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

elementów okres generowanego przebiegu wynosi ok. 1,5 sekundy.

Napięcie piłokształtne wykorzystywane jest do sterowania następnego bloku sygnalizatora, którym jest generator sterowany napięciem. W jego skład wchodzą dwa wzmacniacze operacyjne US1B i US2A. Układ generatora działa na zasadzie cyklicznego rozładowywania kondensatora w układzie całkującym prądem zależnym od sterującego napięcia wejściowego.

W pierwszej fazie pracy tranzystor T1 jest zatkany a napięcie wyjściowe wzmacniacza operacyjnego US2A jest niskie. Kondensator C2 ładuje się prądem płynącym przez rezystor R6. Wartość prądu ładującego kondensator zależy od wartości rezystora R6 i napięcia wejściowego. Napięcie wejścia nieodwracającego wzmacniacza US1B jest ustalone na poziomie o połowę niższym niż napięcie wejściowe za sprawą dzielnika napięciowego R7, R8. W czasie ładowania się kondensatora C2 napięcie na wyjściu US1B zmniejsza się liniowo. Liniowość zmian napięcia wyjściowego wynika z tego, że układ pracuje jako integrator, całkujący napięcie wejściowe.

Proces opadania napięcia wyjściowego US1B trwa aż do chwili gdy wartość tego napięcia przekroczy poziom napięcia na wejściu nieodwracającym wzmacniacza US2A. Wtedy wzmacniacz operacyjny US2A pracujący jako komparator zmieni stan wyjścia na wysoki, co spowoduje włączenie tranzystora T1. Nasycony tranzystor T1 zwiera rezystor R9 do masy. W takiej sytuacji napięcie na wejściu odwracającym układu US1B jest niższe niż na wejściu nieodwracającym i prąd płynący przez kondensator zmienia kierunek. Kondensator C2 zaczyna się rozładowywać. Co ciekawe przy takim, jak na schemacie doborze wartości R6 i R9 prąd pobierany ze źródła sterującego generator pozostaje niezmienny. W czasie rozładowywania się kondensatora C2 napięcie na wyjściu wzmacniacza US1B liniowo narasta. Wartość prądu rozładowującego kondensator C2 jest dokładnie taka sama jak wartość prądu ładującego w poprzednim cyklu.

Proces rozładowywania kondensatora trwa aż do chwili gdy narastające napięcie na wyjściu US1B przekroczy wartość napięcia z dzielnika R12, R13, R14. Wtedy cały cykl zacznie się od nowa.

Zakres zmian napięcia na wyjściu US1B wynika z wartości rezystorów dzielnika R12, R13, R14. Przy takim jak na schemacie doborze elementów zawiera się ona w granicach ok. 4 V do 8 V.

Częstotliwość pracy generatora zależy od wartości pojemności kondensatora C2 i od napięcia wejściowego. Oczywiście wpływ na nią mają też pozostałe elementy. Jednakże dla częstotliwości akustycznych najlepiej jest zmieniać samą pojemność kondensatora C2 pozostałe elementy pozostawiając w spokoju. Wtedy układ będzie pracował bez żadnych problemów.

Napięcie doprowadzone do wejścia generatora sterowanego napięciem pochodzi z generatora napięcia piłokształtnego. Następuje tu wiec modulacja częstotliwości wytwarzanego przebiegu napięciem piły. Daje to efekt zmian częstotliwości, która narasta powoli by potem szybko zmniejszyć się. Cykl modulacji wynosi ok. 1,5 sekundy a częstotliwość na wyjściu zmienia się w przedziale od ok. 1 kHz do 2 kHz.

Dalszym blokiem sygnalizatora jest elektroniczny potencjometr w którym wykorzystano tranzystor polowy T4. Tranzystory polowe doskonale nadają się do wykorzystania jako rezystory regulowane napięciem sterującym bramkę. Aby uzyskać liniowość regulacji napięcia wyjściowego takiego dzielnika konieczna jest linearyzacja charakterystyk tranzystora polowego.

Zastosowany w układzie tranzystor polowy z kanałem p wymaga na bramce ujemnego w stosunku do źródła napięcia sterującego. Problem ten rozwiązano stosując w źródle diodę Zenera D3 zasilaną przez rezystor R22. Dla lepszego zwierania składowej zmiennej sygnału diodę Zenera zablokowano kondensatorem elektrolitycznym.

W chwili włączenia zasilania urządzenia kondensator C3 jest rozładowany. Zatem w pierwszych chwilach płynie przez niego prąd powodujący nasycenie się pary tranzystorów T2, T3 i pojawienie się wysokiego napięcia na bramce tranzystora polowego, który w takiej sytuacji nasyca się. W efekcie tego T4 zwiera zmienny sygnał występujący na jego drenie do masy.

Rys. 3 Schemat podłączenia sygnalizatora do instalacji elektrycznej lodówki

W miarę upływu czasu kondensator C3 ładuje się coraz bardziej w związku z czym napięcie na emiterze T3 zaczyna powoli opadać.

Zmniejszająca się na emiterze T3 wartość napięcia powoduje wzrost napięcia bramka źródło tranzystora polowego, który powoli zaczyna przytykać się zwiększając rezystancje kanału pomiędzy drenem a źródłem. Na drenie T4 zaczyna pojawiać się sygnał z generatora. W miarę upływu czasu amplituda tego sygnału rośnie.

Akustyczny sygnał zmienny trafia dalej do wzmacniacza mocy US2B. Jako sygnalizator pracuje tak przetwornik piezoelektryczny.

Układ nie wymaga żadnego uruchamiania i działa od razu po włączeniu napięcia zasilania. Trzeba się liczyć z tym, że dźwięk pojawi się dopiero po ok. 30 sekundach od chwili włączenia napięcia zasilania.

Całe urządzenie przewidziane jest do zasilania z zewnętrznego zasilacza stabilizowanego który podłącza się równolegle do żarówki oświetlenia wnętrza w lodówce. Schemat odpowiedniego połączenia przedstawiono na rysunku 3.

Wykaz elementów:

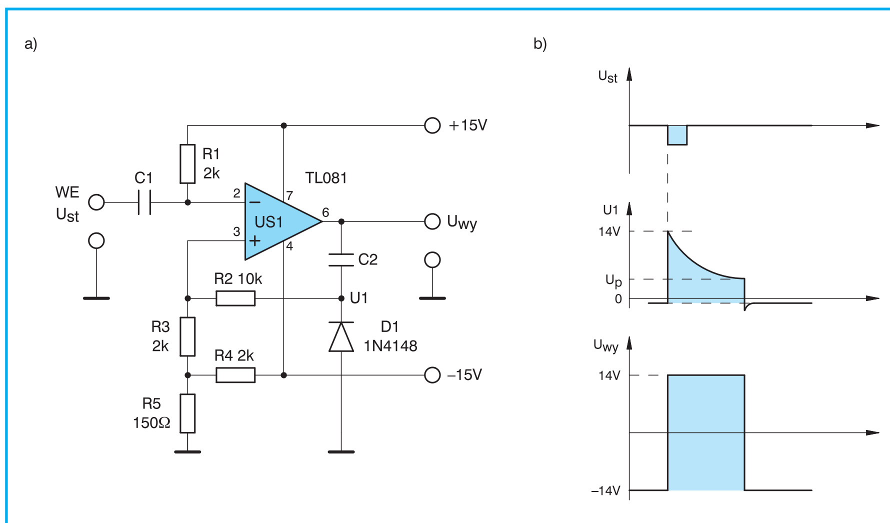
Półprzewodniki	
US1, US2	– TL 082
T1÷T3	– BC 547B
T4	– BF 245A
D1, D2	– 1N4148
D3	– BZX 8V2 dioda Zenera
Rezystory	
R3, R6, R12÷R14, R19÷R21, R24	– 100 kΩ/0,125 W
R17	– 470 kΩ/0,125 W
R1, R15, R18	– 1 kΩ/0,125 W
R25, R26	– 2,2 kΩ/0,125 W
R10	– 3,3 kΩ/0,125 W
R2, R11, R22÷R23	– 10 kΩ/0,125 W
R5	– 15 kΩ/0,125 W
R4, R16	– 24 kΩ/0,125 W
R7÷R9	51 kΩ/0,125 W
Kondensatory	
C2	– 4,7 nF/50 V ceramiczny
C4	– 1 μF/25 V
C5÷C7	– 10 μF/25 V
C8	– 47 μF/25 V
C1	– 100 μF/16 V
C3	– 470 μF/25 V
Inne	
PIEZO	– głośniczek piezoelektryczny
płytka drukowana numer 641	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.

Cena: płytka numer 641 – 3,80 zł + koszty wysyłki (11 zł).

◊ **_Andrzej Lachowski_**

Pomysłu układowe – wzmacniacz operacyjny w roli przerzutnika monostabilnego



Rys. 1 Schemat przerzutnika monostabilnego zrealizowanego na wzmacniaczu operacyjnym

Nie zawsze do budowy przerzutników monostabilnych koniecznie trzeba używać układów specjalizowanych lub cyfrowych. Do tego celu także nadają się wzmacniacze operacyjne pod warunkiem, że czasy generowane przez taki przerzutnik nie będą zbyt krótkie. Minimalna granica określona jest szybkością narostu napięcia wyjściowego wzmacniacza i wynosi ona w najlepszym przypadku setki mikrosekund. Dla wielu zastosowań gdzie nie jest wymagana duża szybkość narostu impulsu wyjściowego jest to jednak wystarczające.

Przykład przerzutnika ze wzmacniaczem operacyjnym przedstawiono na rysunku 1. Układ jest wyzwalany ujemnym impulsem doprowadzanym do wejścia odwracającego wzmacniacza operacyjnego. W stanie stabilnym napięcie na wyjściu wzmacniacza jest niskie, osiągając wartość bliską wartości ujemnego napięcia zasilającego układ. W takim stanie napięcie na wejściu nieodwracającym jest lekko ujemne co wynika z wartości rezystorów R4 i R5. Kondensator C2 jest naładowany do wartości pojedynczego napięcia zasilania.

Doprowadzenie do wejścia ujemnego impulsu napięcia spowoduje zmianę stanu wyjścia i początek generacji impulsu. Stan wysoki na wyjściu układu jest podtrzymywany wysokim napięciem na wejściu nieodwracającym układu US1, które wynika z prądu rozładowania kondensatora C2 płynącego przez rezystory R2, R3 i R5. Po rozładowaniu się kondensatora C2 prąd ten zanika i na wejściu nieodwracającym ponownie pojawia się niewielkie napięcie ujemne powodujące powrót wzmacniacza do stanu pierwotnego.

Stała czasowa jest zdeterminowana wartością kondensatora C2 i rezystorów R2 i R3. Rezystor R5 ze względu na małą wartość nie odgrywa tu żadnej roli. Dioda D1 pozwala na szybkie przeładowanie w chwili zakończenia generacji impulsu.

◊ **_Redakcja_**

Wykaz płytek drukowanych, układów programowanych i innych elementów

Poniżej prezentujemy aktualny cennik płytek drukowanych, układów zaprogramowanych, programów, folii i innych podzespołów dostępnych w sprzedaży wysyłkowej w „Praktycznym Elektroniku”. **Koszty wysyłki wynoszą 11 zł.** Ceny płytek podane przy artykułach w archiwalnych numerach oraz na płytach CD–PE1 i CD–PE2 są nieaktualne.

Zamówienia przyjmujemy na kartach pocztowych, kuponach zamieszczanych w PE, faksem **0(prefiks)68 324–71–03**, e–mailem (**reklama@pe.com.pl**) i na formularzu na naszej stronie **www.pe.com.pl**. W zamówieniu prosimy podawać dokładnie i wyraźnie swój adres a pod adresem tylko numery płytek lub nazwy programów i podzespołów i ich ilości. Nie przyjmujemy zamówień telefonicznie. Zamówienia od firm przyjmowane są tylko w formie pisemnej z upoważnieniem do wystawienia faktury VAT bez podpisu odbiorcy.

Płytki drukowane, zaprogramowane układy oraz inne elementy oznaczone w wykazie gwiazdką będą sprzedawane do wyczerpania zapasów magazynowych.

Aktualny wykaz archiwalnych numerów znajduje się przy karcie zamówień.

◊ ***Redakcja***

Cennik płytek drukowanych.

Nr	Nazwa	PE	cena
025*	Fonia czterocewkowa	1/93	0,64 zł
037*	Dekoder PAL TC 500D/E	3/93	1,54 zł
038*	Dekoder PAL R202/A	3/93	1,95 zł
041*	Zegar MC 1206 – wyświetlacz	2/93	2,35 zł
048*	Zegar MC 1206 – sekundy cyfrowe	3/93	2,38 zł
053*	Kwarcowy generator 50 Hz	4/93	1,27 zł
055*	Zasilacz do wzmacniacza antenowego	4/93	1,27 zł
064*	Tranzystorowy korektor graf. we/wy	6/93	1,41 zł
065*	Tranzystorowy korektor graf. Filtry	6/93	6,31 zł
071*	Fonia do odbioru programu POLONIA	5/93	0,78 zł
072*	Pływające światła – generator	6/93	1,27 zł
095	Radiotelefon na pasmo 27 MHz	9/93	2,53 zł
099*	Przetwornik f/U	10/93	4,40 zł
102	Korektor sygnału video	12/93	2,39 zł
105	Wzmacniacz mocy do radiotelefonu 27 MHz	11/93	1,27 zł
108	Wzmacniacz mocy 150 W	12/93	8,23 zł
111*	Automat losujący	1/94	3,42 zł
116*	Blokada tarczy telefonicznej	2/94	1,45 zł
120*	Termometr – zasilanie bateryjne	2/94	0,64 zł
124*	Dekoder Pal do OTVC Rubin 714	3/94	2,72 zł
127*	Bootselektor do Amigi	3/94	0,64 zł
130*	Spowalniacz do Amigi	4/94	0,73 zł
131*	Stół mikserski – wzmacniacz sumy	4/94	2,56 zł
133*	„Przedłużacz” do pilota	4/94	1,26 zł
165*	Obrotomierz cyfrowy – mnożnik	10/94	2,84 zł
170*	Lampa sygnalizacyjna	11/94	2,88 zł
171*	Symetryzator antenowy	11/94	1,74 zł
174	Generator funkcyjny	12/94	2,61 zł
176*	Analizator widma	1/95	8,50 zł
186	Generator funkcyjny – płyta główna	1/95	11,40 zł
203*	Zdalne sterowanie oświetleniem	5/95	2,60 zł
208	Mikrofon bezprzewodowy	6/95	1,69 zł
210	Mikroprocesorowy zegar sterownik	6/95	16,05 zł
212	Alarm samochodowy – pilot	6/95	1,52 zł
213	Alarm samochodowy – centralka	6/95	7,39 zł
214	Alarm samochodowy – radiopowiadom.	7/95	3,91 zł
216	Mikrofon bezprzewodowy – odbiornik	7/95	4,47 zł
223*	Przetwornik „True RMS”	9/95	1,01 zł
229*	Przystawka do efektu „TREMOLO”	10/95	0,96 zł
232*	Uniwersalna ładowarka akumul. Ni–Cd	10/95	3,19 zł
233	Mikropr. miernik częst. – pł. główn.	10/95	3,39 zł
234	Mikropr. miernik częst. – mikropr.	10/95	5,92 zł
235	Mikropr. miernik częst. – wzm. Wej.	11/95	5,92 zł
236	Mikropr. miernik częst. – pł. przednia	11/95	7,37 zł
237	Preskaler 1,3 GHz	12/95	1,27 zł
241*	Gwiazda betlejemska – diody	11/95	11,07 zł
242*	Gwiazda betlejemska – automatyka	11/95	2,81 zł
244*	Automatyczny wyłącznik do domofonu	12/95	0,91 zł
254	Super Bass	2/96	1,75 zł
255*	Elektroniczna ruletka	2/96	4,25 zł
258*	Regulator żarówek halogenowych	3/96	3,22 zł
263*	Generator szumu układy dodatkowe	4/96	1,34 zł
264*	Przetwornica +5 V na –5 V	4/96	1,84 zł
271*	Automat perkusyjny – generator	5/96	4,77 zł
273*	Automat perkusyjny – instrumenty	6/96	5,74 zł
274*	Automatyczny włącznik zapisu	6/96	0,69 zł
280*	Centralka domofonu – płyta przednia	8/96	1,32 zł
286*	Automat. wyłącznik ster. światłami	9/96	4,75 zł
290*	Intervox	10/96	1,60 zł
292	Przetwornica DC/DC 12V/±30V	10/96	7,22 zł
294*	Kontroler stanu akum. samochodowego	10/96	1,27 zł
296	Samochodowy wzmacniacz Hi-Fi –100W	11/96	6,24 zł
299	Jednozakr. wolt–amper. 3/5 cyfry	12/96	3,76 zł
300	Zasilacz laboratoryjny 2001	12/96	8,58 zł
301	Zasilacz lab. z przetwornikiem. C/A	1/97	5,82 zł
302	Zasilacz laboratoryjny – mikroproc.	1/97	16,45 zł
305*	Zabawka – tester refleksu	12/96	9,55 zł
309	Wzm. mocy MOSFET – TDA 7296	3/97	3,42 zł
312	Dekoder SURROUND	2/97	7,32 zł
314	Imobilajzer z oszukiwaczem do sam.	2/97	5,83 zł
317	Aparat (pod)słuchowy	3/97	2,41 zł
321	Generator PAL ster. mikroprocesorem	4/97	5,04 zł
322*	Elektr. przerywacz kierunkowskazów	4/97	1,52 zł
327*	Pozycjoner – pilot	5/97	2,84 zł
334*	Sygnalizator dźwiękowy gotow. słoi	6/97	2,22 zł
335*	Konwerter ultradźwiękowy	6/97	4,08 zł
336	Uniwersalny zasilacz LM 317, LM 350	7/97	2,82 zł
339*	Programator do tunera telewizyjnego	7/97	11,28 zł
341*	Tester pojemności akumulat. Ni–Cd	8/97	6,24 zł
343*	Wykrywacz kłamstw	8/97	1,63 zł
348*	Sterownik regulator temperatury	9/97	2,72 zł
352*	Przystawka logarytmująca	10/97	3,11 zł
355	Śnieżne gwiazdki na choinkę	11/97	2,81 zł
361*	Akustyczny próbnik przejścia	11/97	1,52 zł
365	Video korektor – rozkodowyw. kaset	12/97	9,96 zł
367*	Fazowy sterownik mocy	12/97	4,53 zł
372	Częstościo. z aut. zmianą zakresu	1/98	5,75 zł
373	Generator funk. 10 MHz pł. czołowa	3/98	17,44 zł
374	Generator funk. 10 MHz sterownik	3/98	7,36 zł
375	Generator funk. 10 MHz pł. główna	3/98	10,35 zł
376	Generator funk. 10 MHz pł. zasilacza	3/98	2,79 zł
378*	Impulsowy stabilizator napięcia	1/98	2,05 zł
379*	Elektroniczny symulator rezystancji	2/98	5,26 zł
380*	Dekoder informacji dodatkowych RDS	2/98	1,85 zł
385*	Regulator do projektora slajdów	3/98	6,11 zł
391*	Elektroniczny potencjometr wieloobrot.	4/98	6,07 zł
392*	Dźwiękowy sygnalizator samochodu	4/98	1,52 zł
394	Samokalibrujący miernik LC	4/98	11,74 zł
395	Uniwersalna karta we–wy do IBM PC	5/98	14,49 zł
396*	Wzmacniacz – przystawka do telefonu	5/98	3,05 zł
399	Miniaturowa kamera telewizyjna	5/98	5,63 zł
402*	Miernik częstotl. – przystawka do PC	6/98	2,22 zł
404*	Stół mikserski – wzmacniacz	7/98	6,25 zł
405*	Stół mikserski – wzmacniacz sumy	6/98	6,57 zł
408*	Stół mikserski – wskaźnik wysterowania	7/98	6,57 zł
409*	Stół mikserski – korektor graficzny	7/98	10,54 zł
410*	Zabezp. mieszkania z radiopowiad.	7/98	6,75 zł

411*	Miniaturowy zasilacz impulsowy	7/98	3,06 zł
413	Wzmacniacz mocy w.cz.	8/98	4,99 zł
416	Uniwersalny sterownik silników krokowych	8/98	4,58 zł
419	Gwiazda betlejemska–ozdoba	11/98	5,30 zł
420	Modulator–nadajnik TV małej mocy	9/98	4,29 zł
422*	Woltomierz ze skalą logarytmiczną	9/98	18,04 zł
423*	Moduł przetwornika wartości skutecznej	10/98	2,30 zł
425	Prostownik z układem UC 3906	9/98	3,97 zł
426	Mikroprocesorowy regulator mocy	10/98	6,16 zł
429*	Kontroler napięcia akumul. w latarce	10/98	1,90 zł
430*	Rotujący zegar	10/98	5,32 zł
432	Tester żarówek do samochodu	11/98	3,10 zł
433	Bezprzewodowy dzwonek + bariera opto	11/98	5,98 zł
436*	Sygnalizator cofania do samochodu	12/98	2,28 zł
437*	Mini automat perkusyjny	12/98	3,51 zł
440*	Antyusypiacz dla kierowców	1/99	2,53 zł
441	Generator obrazu TV – PAL	2/99	9,30 zł
442*	Tester wzmacniaczy operacyjnych	1/99	3,86 zł
444	Walentynkowe serduszko	1/99	3,15 zł
445	Programator mikrokontrolerów AVR	2/99	16,19 zł
446*	Detektor gołoledzi	1/99	3,61 zł
447*	Disko – błysk	2/99	9,49 zł
449*	Migająca strzałka z wykrzyknikiem	4/99	6,26 zł
450	Oscyloskop cyfrowy – wzm. we.	2/99	7,40 zł
451	Oscyloskop cyfrowy – rejestrator	6/99	16,58 zł
452	Oscyloskop cyfrowy – procesory	5/99	19,36 zł
453	Oscyloskop cyfrowy – zasilacz	7/99	4,24 zł
454	Oscyloskop cyfrowy – klawiatura	7/99	8,28 zł
455*	Refleksomierz – miernik czasu reakcji	3/99	6,14 zł
456*	Scalony generator funkcyjny	2/99	4,62 zł
458	Synteza do tunera UKF	4/99	11,64 zł
459	Stacja lutownicza – regulator temper.	3/99	11,36 zł
460	Programator procesorów ATMEL	4/99	14,67 zł
462*	Ściemniacz oświetlenia wnętrza auta	5/99	2,53 zł
463*	Symulator obecności domowników	6/99	7,40 zł
465	Samochodowy wzm. mocy 4 x 70W	4/99	10,44 zł
466	Przedwzmacniacz samochodowy	5/99	13,54 zł
467	Korektor do przedwzmacniacza samochodowego	6/99	9,49 zł
470	Generator UKF	7/99	5,57 zł
471	Generator UKF – synteza częstotliwości	9/99	13,16 zł
472	Ultradźwiękowy odstraszacz psów	6/99	1,90 zł
473	Dekoder dźwięku Canal+	1/00	3,73 zł
475	Laboratoryjny zasilacz 0–30V/5A	9/99	13,29 zł
478	Programator PIC16F83/84, 16C84	8/99	3,29 zł
479*	Tłumik regulowany w.cz.	8/99	11,26 zł
480	Mikroprocesorowy wykrywacz metali	7/99	3,54 zł
481*	Kostka do gry	8/99	2,53 zł
484	Szybka ładowarka do akumul. NiCd	9/99	3,80 zł
486*	Sonda napięciowa	9/99	3,54 zł
488*	Wzm. samochodowy z zasil. –/+12V	10/99	8,23 zł
489	Emulator mikrokontrolera AT89C2051	10/99	11,89 zł
496	Wentylator do PC	12/99	3,17 zł
498	Analogowo–cyfrowy miernik indukcyjności	11/99	4,11 zł
499	Zasilacz laboratoryjny 0–30V/5A	11/99	9,11 zł
500	Radiopowiadomienie 433 MHz	11/99	8,48 zł
502	Miniaturowy generator funkcyjny	12/99	4,11 zł
504	Regulator obrotów	1/00	4,55 zł
506	Generator napisów do magnetowidu	12/99	5,45 zł
507	Układ Surround do zestawu stereo	1/00	9,68 zł
509	Od'PIC'owany budzik	2/00	11,32 zł
512	Elektroniczny terminarz	2/01	6,90 zł
514	Syrena policyjna	2/00	2,53 zł
516	Walkmen dla zakochanych	2/00	2,78 zł
517	Zdalne sterowanie oświetleniem cz.1	3/00	10,76 zł
519	Mikser audio do udźwiękowania filmów	3/00	25,05 zł
522*	Zdalne sterowanie oświetleniem cz. 2	4/00	4,60 zł
523*	Zdalne sterowanie oświetleniem cz. 3	4/00	3,80 zł
524*	Elektroniczna szczurołapka	4/00	3,04 zł
525	Sygnalizator cofania do samochodu	4/00	9,87 zł
526*	Kondensatorowa przetwornica +/–12V	4/00	3,54 zł
528	Subwoofer aktywny – kino domowe	5/00	3,08 zł
529	Wzmacniacz mocy 2x120W	5/00	10,84 zł
530	Impulsowy wykrywacz metali	8/00	10,78 zł
531*	Zamek szyfrowy	5/00	4,13 zł
532	Stabilizator wstępny ograniczający moc strat w tranzystorach szeregowych zasilaczy laboratoryjnych	6/00	4,84 zł
533	Cyfrowy termometr 2 i 1/2 cyfry	6/00	7,10 zł
534*	Przedwzmacniacz gramofonowy	6/00	7,48 zł
536	Aktywny korektor basów	8/00	7,48 zł
537*	Cyfrowy barometr	7/00	7,10 zł
538*	Konwerter telewizyjny	7/00	2,97 zł
539*	Podłączenie dodatkowego wzm. Mocy do radioodtwarzacza samochodowego	7/00	5,28 zł
541*	Elektroniczna kostka do gry	7/00	4,29 zł
542*	Automatyczny regulator poziomu dźwięku	11/00	4,84 zł
543	Konwerter UKF FM	8/00	3,36 zł
544*	Pomiar pojem. kondensatorów elektrolit.	8/00	4,95 zł
545	Wzmacniacz mocy do subwoofera	8/00	5,28 zł
547*	Układ poszerzania bazy stereo	9/00	2,75 zł
548*	Stroboskop samochodowy	9/00	3,14 zł
549*	Wskaźnik ładowania i rozładowania akumulatora	9/00	3,19 zł
550*	Monitor linii telefonicznej	9/00	3,19 zł
551*	Wzmacniacz wejściowy do częstościomierza	9/00	3,41 zł
552*	Impulsator wycieraczki szyb samochodowych	10/00	2,75 zł
553	Prostownik z automatycznym wyłączaniem	10/00	3,14 zł
554*	Przetwornik true RMS – – Przystawka do multimetru	10/00	4,95 zł
555	Dwukanałowa analogowo – cyfrowa przystawka do oscyloskopu	10/00	5,72 zł
556	Urządzenie iluminofoniczne	10/00	3,58 zł
557*	System monitorująco–rejestrujący z kamerami przemysłowymi	10/00	7,32 zł
558*	Przedwzmacniacz Hi–Fi ukł. wej.	11/00	10,78 zł
559*	Przedwzmacniacz Hi–Fi ukł. reg	11/00	5,50 zł
560	Wielofunkcyjny domowy system alarmowy – pilot	11/00	2,75 zł
561	Wielofunkcyjny domowy system alarmowy – alarm	11/00	14,08 zł
562	Termoregulator z pomiarem temperatury do mieszkania i samochodu	11/00	11,88 zł
563	Przesuwnik fazy do subwoofera	12/00	2,75 zł
564*	Układziki modelarskie	12/00	3,08 zł
565*	Mikroprocesorowy programator pracy wycieraczek	12/00	4,29 zł
566	Mininadajnik UKF–FM	12/00	2,75 zł
567	Superbass do samochodu	12/00	8,64 zł
569*	Wzmacniacz mocy klasy D	1/01	11,50 zł
570*	Świecący numerek policyjny	1/01	8,50 zł
571*	Przyrząd elektroakustyka	2/01	9,50 zł
573*	Włącznik dźwiękowy	1/01	6,20 zł
574*	Ściemniacz sterowany pilotem	2/01	3,40 zł
575*	Ściemniacz sterowany pilotem – pilot	2/01	2,50 zł
576	Kaskadowy wzmacniacz słuchawkowy	2/01	3,00 zł
577*	Automatyczna blokada drzwi w samochodach z centralnym zamkiem	3/01	3,00 zł
578	Elektroniczny zapłon do samochodu	2/01	4,90 zł
579*	Śpiewać każdy może... Karaoke	3/01	4,00 zł
583	Korektor graficzny z diodami w suwakach	4/01	6,20 zł
585*	Oscyloskop prawie cyfrowy	4/01	11,20 zł
586*	Automatyczna konewka do domu i ogrodu	4/01	5,90 zł
587*	Trójpunktowy regulator barwy dźwięku	4/01	3,70 zł
589	Programator pamięci EPROM, EEPROM i FLASH ROM – adapter	5/01	3,00 zł
590	Programator pamięci EPROM, EEPROM i FLASH ROM – programator	5/01	21,50 zł
591*	Termohigrometr elektroniczny	5/01	10,60 zł
592	Wzmacniacz mocy 2x120 W lub 1x250 W	6/01	17,50 zł
593	Strachokomar®	5/01	4,00 zł
594	Przestrajany filtr aktywny do subwoofera	6/01	5,30 zł
595	Przedwzmacniacz do Combo	6/01	15,00 zł
596	Przedwzmacniacz do Combo	6/01	15,00 zł
597	Combo gitarowe – korektor graficzny	7/01	16,00 zł
598	Kontaktron bezprzewodowy	8/01	10,80 zł

600	Lato z radiem... odbiornik radiowy AM	6/01	5,10 zł
601	Alkomat	6/01	4,80 zł
602	Sygnalizator brań gruntowych	6/01	3,00 zł
603	Tuner FM Hi–Fi	7/01	15,50 zł
604	Automatyzacja centralnego ogrzewania	7/01	9,90 zł
605	Uniwersalny panel startowy	7/01	9,20 zł
606	Adapter MCS51 do programatora pamięci EPROM	8/01	6,70 zł
607	Elektroniczny miernik tętna	8/01	6,80 zł
608	Profesjonalny mikser stereofoniczny – – monofoniczny wzmacniacz kanałowy	9–10/01	14,50 zł
609	Profesjonalny mikser stereofoniczny – – stereofoniczny wzmacniacz kanałowy	9–10/01	18,50 zł
610	Stół mikserski DJ–a	8/01	46,50 zł
611	Generator – miernik rezonansu	9–10/01	3,40 zł
612	Półautomatyczny prostownik do ładowania akumulatorów samochodowych	9–10/01	3,40 zł
613	Mała świecąca choinka	9–10/01	8,50 zł
614	Modyfikacja szybkiej ładowarki do akumulatorów Ni–CD Mi–Nh	9–10/01	6,70 zł
615	Automatyczny włącznik oświetlenia z detektorem ruchu	9–10/01	5,70 zł
616	Profesjonalny mikser stereofoniczny – – układy dodatkowe	9–10/01	9,50 zł
617	Profesjonalny mikser stereofoniczny - - tor efektu	11-12/01	13,10 zł
618	Profesjonalny mikser stereofoniczny - - tor sumy	11-12/01	10,90 zł
619	Profesjonalny mikser stereofoniczny - - tor odsłuchu kontrolnego	1/02	14,50 zł
620	Profesjonalny mikser stereofoniczny - zasilacz	1/02	15,90 zł
621	Profesjonalny mikser stereofoniczny - - płytka potencjometrów	1/02	26,90 zł
622	Profesjonalny mikser stereofoniczny - - przedwzmacniacz gramofonowy	2/02	3,80 zł
623	Profesjonalny mikser stereofoniczny - wskaźnik wysterowania	2/02	14,90 zł
624	Miernik indukcyjności i pojemności	11-12/01	5,70 zł
625	Przetwornica DC 12 V na AC 220 V	11-12/01	8,70 zł
626	Automatyczny wyłącznik aktywnego subwoofera	11-12/01	4,90 zł
627	Tani zasilacz laboratoryjny ± 30V/1,5 A	1/02	9,50 zł
628	Układ odwracania fazy do wzmacniacza mostkowego	11-12/01	2,50 zł
629	Układ regulacji szerokości bazy stereofonicznej	11-12/01	2,80 zł
630	Kino domowe - kanał centralny i surround z logiką	1/02	9,30 zł
631	Miernik małych rezystancji - - przystawka do multimetru	1/02	3,50 zł
632	Interkom - zabawka	1/02	4,00 zł
633	Miernik temperatury - przystawka do multimetru	2/02	3,00 zł
634	Prosty próbnik sygnałowy do urządzeń elektroakustycznych	2/02	4,00 zł
635	Wykrywacz metali i przewodów elektrycznych	2/02	7,80 zł
636	Kolory na ekranie telewizora	2/02	5,30 zł

ZAPROGRAMOWANE UKŁADY:

Nazwa	Opis programu	PE	Cena
BUDZIK	od'PIC'owany zegar–budzik	2/00	45,00 zł
CZĘSTO	miernik częstotliwości	1/98	35,00 zł
EMULAT	emulator 89C2051	10/99	38,00 zł
KOSTKA*	kostka do gry	8/99	12,00 zł
LC	miernik LC	4/98	35,00 zł
MIERNIK	miernik częstotliwości do wyświetlacza LCD 2x24	10/95	18,00 zł
MIERNIK II	miernik częstotliwości do wyświetlacza LCD 2x16	10/95	18,00 zł
OBRAZ	generator obrazu testowego PAL	2/99	30,00 zł
OSCYLO	zestaw zaprogramowanych układów do oscyloskopu cyfrowego	5/99	150,00 zł
PAL	generator testowy PAL	4/97	35,00 zł
POZYCJONER	pozycjoner satelitarny	5/97	30,00 zł
RDS*	dekoder RDS	3/98	35,00 zł
REGULATOR	regulator mocy	10/98	28,00 zł
SCM	Ściemniacz sterowany pilotem	2/01	35,00 zł
SILNIK	sterownik silnika krokowego	8/98	15,00 zł
SYNTEZA	synteza do tunera UKF	4/99	40,00 zł
UKF	generator serwisowy UKF	7/99	35,00 zł
VIDEO	rozkodowywacz kaset video	12/97	38,00 zł
WEN	regulator obrotów	1/00	28,00 zł
WOLTOMIERZ	laboratoryjny woltomierz	8/98	35,00 zł
WYKR	wykrywacz metali	7/99	35,00 zł
WZM	układ do zestawu wzmacniacza samochodowego	5/99	40,00 zł
ZASILACZ	mikroprocesorowy zasilacz 2000	11/96	25,00 zł
ZEGAR	mikroprocesorowy zegar	6/95	15,00 zł

DYSKIETKI I PŁYTY Z OPROGRAMOWANIEM:

nazwa	opis	PE	cena
CD–PE1	CD–ROM z archiwum PE 1992÷97 + programy użytkowe dla elektroników		30,00 zł
CD–PE2	CD–ROM z archiwum PE 1992÷99 + testy audio + książka elektroniczna		30,00 zł
CD–K	Komplet CD–PE1 + CD–PE2		50,00 zł
CD–PE3	CD–ROM z archiwum czeskich pism elektronicznych z lat 1996÷1999		30,00 zł
CD–RISC	CD–ROM z programami i dok. RISC	2/99	35,00 zł
DYSK–RISC	dyskietka z programami RISC	2/99	25,00 zł
OSD	dyskietka do generatora napisów	12/99	30,00 zł
PIC	dyskietka do programatora PIC	8/99	10,00 zł
PROGAT	dyskietka do programatora ATMELI	4/99	25,00 zł

OBUDOWY

symbol	opis	PE	cena
OB459	obudowa do stacji lutowniczej	3/99	30,00 zł
OB–TS	sonda napięciowa, stroboskop samochodowy	9/99; 9/00	7,15 zł

FOLIE

(samoprzylepne folie z wydrukowanymi napisami)

symbol	opis	PE	cena
F490*	folia do analogowo–cyfrowego miernika „f"	10/99	3,50 zł
F498*	folia do analogowo–cyfrowego miernika „L"	11/99	3,50 zł
F501*	folia do wzorcowego generatora kwarcowego	12/99	3,50 zł

INNE

symbol	opis	PE	cena
MAX713	układ do ładowarki akumulatorówNiCl	9/99, 9–10/01	40,00 zł
RDZEŃ	rdzeń z karkasem do ładowarki akumulator.	9/99, 9–10/01	6,50 zł
RDZEŃ	rdzeń z karkasem do wzmacniacza samochodowego z zasilaczem –12V	10/99	6,50 zł
NAD433	nadajnik radiowy 433 MHz	11/99	15,00 zł
ODR433	odbiornik superreakcyjny 433 MHz	11/99	16,00 zł
STV 5730A	układ do generatora napisów	12/99	45,00 zł
Q17,7	rezonator kwarcowy do generatora napisów	12/99	5,00 zł
WT262 100 kΩ	potencjometr wieloobrotowy	7/00	4,00 zł

PANELE

symbol	opis	PE	cena
P475	Panel do laboratoryjnego zasilacza czterozaciskowego	9/99	35,00 zł
P605	Uniwersalny panel startowy	7/01	25,00 zł



Płyta CD-R AUDIO PRO

TDK wprowadziło nową płytę CD-R AUDIO PRO dla miłośników muzyki o najwyższej jakości.

TDK rozwinęło i wprowadziło do oferty płytę CD-R AUDIO PRO zgodnie z koncepcją dostarczania systemów CD-R z wysoce precyzyjnym sygnałem optycznym dla osiągnięcia cyfrowego dźwięku o najwyższej jakości

Wysokiej klasy dźwięk, zgodnie z filozofia TDK, to dokładna reprodukcja informacji dźwiękowej z nagrywanego źródła Oznacza to przyłożenie wszelkich starań do wyeliminowania w jak najwyższym stopniu wszystkich czynników zewnętrznych mogących wpływać na wierność oryginalnego materiału dźwiękowego podczas nagrywania i odtwarzania. Osiągnięcie tego jest tylko możliwe przy zachowaniu jak najwierniejszego przeniesienia sygnału optycznego na dysk oraz z dysku do systemu audio.

Dla realizacji tego celu, we wprowadzanym dysku CD-R AUDIO PRO płyta wytworzona jest w unikalnej technologii XA (X-tra Accurate disc) stosującej specjalną żywice amorficzna tworząca podłoże dysku charakteryzujące się znacząco ulepszoną charakterystyką optyczną. Całość dysku formowana jest za pomocą wysoce precyzyjnej matrycy zapewniającej najdokładniejsze wykonanie (tłoczenie) oraz osiągniecie najwyższej możliwej dokładności optycznej. Dodatkowo, płyta pakowana jest w specjalnie zaprojektowane atrakcyjne etui odróżniające tą wyjątkowa płytę od standardowych CD-R'ów.



Telewizor projekcyjny KF-50SX200K

Sony wprowadza na rynek nowy model KF-50SX200, należącego do drugiej generacji telewizorów projekcyjnych LCD z serii Grand WEGA.

Dzięki zastosowaniu trzech panoramicznych paneli LCD o rozdzielczości XGA, z których każdy odpowiada za inną składową sygnału RGB (czerwony, zielony i niebieski) i zbudowany jest z 1,05 mln pikseli, uzyskano całkowitą rozdzielczość obrazu wynoszącą aż 3,15 mln pikseli.

Dzięki zastosowaniu układu DRC-MF (Digital Reality Creation) model KF-50SX200 tworzy obraz telewizyjny wysokiej rozdzielczości na podstawie standardowego sygnału telewizyjnego. Przy użyciu specjalnego algorytmu cyfrowego i przetwornika MID scan converter odbierany sygnał telewizyjny jest przekształcany z formatu 625i (z analizą międzyliniową) x 740 pikseli w poziomie na 768p (z analizą kolejnoliniową) x 1366 pikseli w poziomie.

W urządzeniu zastosowano trzy panoramiczne panele LCD o rozdzielczości XGA, z których każdy odpowiada za inną składową sygnału RGB (czerwony, zielony i niebieski) i składa się z 1,05 mln pikseli. Dzięki temu całkowita rozdzielczość obrazu wynosi aż 3,15 mln pikseli, co gwarantuje uzyskanie szczegółowego, precyzyjnego obrazu na całej powierzchni ekranu.

Układ optyczny gwarantuje jasność dwukrotnie większą od tej, jaką można było uzyskać do tej pory. Pomimo dużego, 50-calowego ekranu, wyświetlany obraz charakteryzuje się jasnością typową dla 36-calowych, tradycyjnych telewizorów z lampą kineskopową.

Szerokokątny, składający się z 11 elementów obiektyw, ma bardzo krótką ogniskową, co pozwoliło znacznie zmniejszyć głębokość obudowy telewizora KF-50SX200 bez obniżania jakości obrazu.

Soczewka Fresnela (element skupiający światło) wytycza ścieżkę, po której światło wędruje od obiektywu do dalszych części układu optycznego. W połączeniu z zaawansowanymi technologiami, które zastosowano w telewizorach Grand WEGA, sprawia, że wyświetlany obraz będzie odpowiednio jasny na całej powierzchni ekranu.

Soczewka dwuwypukła (rozpraszająca) pomaga w poszerzeniu kąta dobrej widzialności obrazu, zarówno w pionie, jak i w poziomie. Ma ona również istotny wpływ na rozdzielczość obrazu. Dzięki niewielkiemu rozstawowi pikseli, wynoszącemu zaledwie 0,155 mm, czyli czterokrotnie mniej niż w przypadku tradycyjnych ekranów.

DRC to algorytm cyfrowego przetwarzania obrazu, który generuje sygnał telewizji wysokiej rozdzielczości na podstawie standardowego sygnału telewizyjnego. W telewizorze Grand WEGA, dzięki zastosowaniu przetwornika MID Scan Converter, odbierany sygnał telewizyjny jest przekształcany z formatu 625i x 740 pikseli w poziomie na 768p x 1366 pikseli w poziomie. W efekcie powstaje precyzyjny, szczegółowy obraz o jakości odpowiadającej sygnałowi telewizji wysokiej rozdzielczości.

DCI (Digital Constant Image — stabilny, cyfrowy obraz) jest jedną z zalet stosowania ekranów LCD z rzutowaniem obrazu od tyłu. Technika LCD pozwala na wyświetlanie stabilnego obrazu, aż do momentu, gdy na ekranie pojawią się ruchome obiekty. Jeżeli polaryzacja danego panelu LCD musi ulec modyfikacji w związku ze zmianą obrazu, dzieje się tak, ale później pozostaje ona stała, dopóki nie jest wymagana kolejna modyfikacja. Pozwala to na uzyskanie stabilnego obrazu, porównywalnego tylko ze zdjęciem.